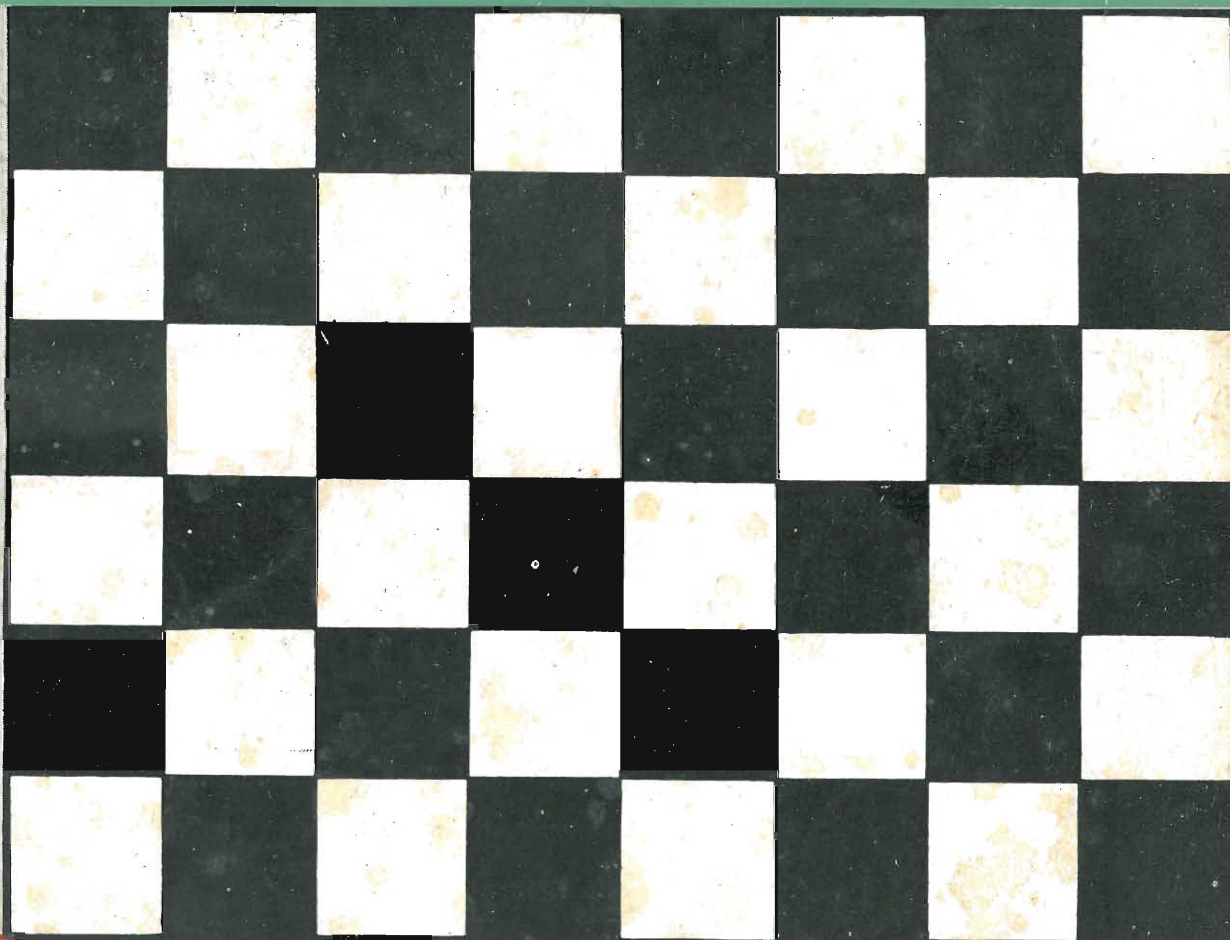
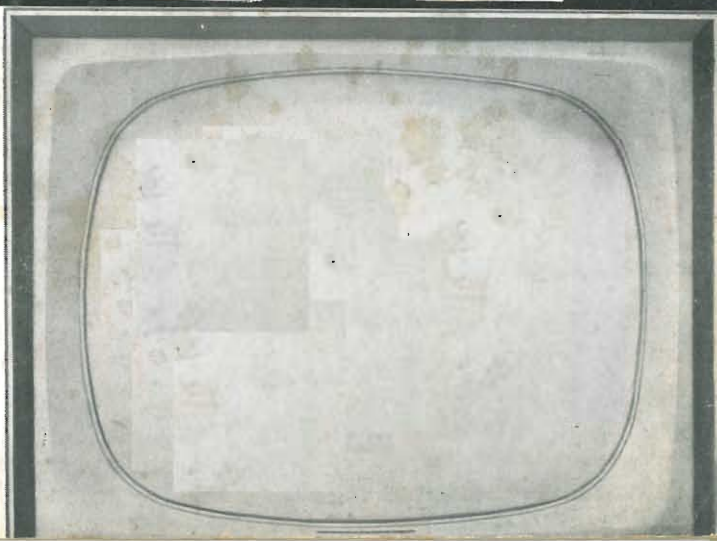
TV

l'antenna

Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

NUMERO 6

LIRE 350

Anno XXIX - Giugno 1957

SENSIBILITA' ELEVATA
PRECISIONE E COSTANZA
PER FREQUENZE 20 ÷ 15000 Hz

analizzatore d'onda

mod. 6557

SENSIBILITA' 500 μV f.s.

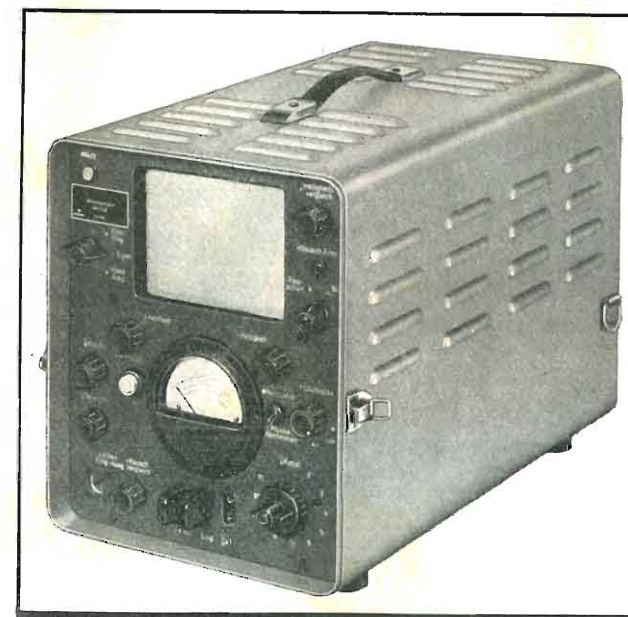
VOLTMETRO al ± 5% da 50 μV ÷ 500V in 10 portate

BANDA PASSANTE a 3CHz 46db

PRECISIONE FREQUENZA ± 3%

TECNICA · ELETTRONICA · SYSTEM

COSTRUZIONE STRUMENTI ELETTRONICI

MILANO - VIA MOSCOVA 40/7 - TELEF. 66.73.26

MISURATORI D'ANTENNA SIEMENS

SIEMENS

Una prova sicura dell'efficienza di un impianto d'antenna è possibile solo con misure in alta frequenza.
Gli apparecchi di misura disponibili oggi sul mercato, sono, alcuni troppo costosi e scomodi da manovrare, altri poco precisi.
Presentiamo qui due nuovi strumenti, studiati in considerazione delle speciali esigenze, proprie di una misura su un impianto d'antenna.
Particolare attenzione è stata dedicata all'ottenimento di una facile manovra e di un peso ridotto.
La Fig. 1 rappresenta il misuratore d'antenna per onde lunghe-medie-corte-ultracorte (FM), tipo SAM 316 W, che è stato costruito partendo dal telaio Siemens G 41. Può essere impiegato per misure selettive nei campi d'onda sopra detti e per misure aperiodiche nel campo 0.04 – 10 MHz. Si possono misurare tensioni: da 50 μV a 2 V nelle onde LMC; da 3 μV a 2 V nelle onde ultracorte (FM).
È previsto anche il controllo acustico mediante un altoparlante incorporato.
La Fig. 2 mostra il misuratore d'antenna per TV tipo SAM 317 W, previsto per la misura di tensioni in tutti i canali TV nazionali ed internazionali.
Si possono misurare tensioni da 50 μV a 2 V.
L'apparecchio contiene un cinescopio su cui è possibile esaminare l'immagine. È pure possibile esplorare l'immagine stessa osservandone una zona ingrandita come se apparisse su un tubo da 43 cm.
Un altoparlante incorporato permette il controllo dell'audio.

FABBRICAZIONE | SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT - BERLIN - MÜNCHEN

RAPPRESENTANZA GENERALE PER L'ITALIA | **SIEMENS SOCIETÀ PER AZIONI - MILANO**
VIA FABIO FILZI 29 - TELEFONO 69.92

UFFICI REGIONALI

BOLOGNA	CATANIA	FIRENZE	GENOVA	MILANO	NAPOLI	PADOVA	ROMA	TORINO	TRIESTE
T. 26.646	T. 16.461	T. 23.761	T. 54.061	T. 66.71.41	T. 25.193	T. 38.761	T. 68.77.91	T. 49.072	T. 38.942
V. Riva Reno 65	V. Pacini	P. Stazione 1	V. D'Annunzio 1	V. Locatelli 5	V. Medina 40	V. Verdi 6	P. Mignanelli 3	V. S.Teresa 3	V. Trento 15

PROGRESSIVA ESPANSIONE ALTOPARLANTI

NUOVA REALIZZAZIONE DELLA

University Loudspeakers

80 Sout Kensico Ave. White Plains, New York

PER IL MIGLIORAMENTO PROGRESSIVO DELL'ASCOLTO

Amatori dell'Alta Fedeltà!

La « UNIVERSITY » ha progettato i suoi famosi diffusori in modo da permetterVi **oggi** l'acquisto di un altoparlante che potrete inserire nel sistema più completo che realizzerete **domani**.

12 piani di sistemi sonori sono stati progettati e la loro realizzazione è facilmente ottenibile con l'acquisto anche in fasi successive dei vari componenti di tali sistemi partendo dall'unità base, come mostra l'illustrazione a fianco.

Tali 12 piani prevedono accoppiamenti di altoparlanti coassiali, triassiali, a cono speciale, del tipo « **extended range** » con trombetta o « **woofers** » e con l'impiego di filtri per la formazione di sistemi tali da soddisfare le più svariate complesse esigenze.

Seguite la via tracciata dalla « UNIVERSITY »!

Procuratevi un amplificatore di classe, un ottimo rivelatore e delle eccellenti incisioni formando così un complesso tale da giustificare l'impiego della produzione « UNIVERSITY ». Acquistate un altoparlante-base « UNIVERSITY », che già da solo vi darà un buonissimo rendimento, e... sviluppate il sistema da voi prescelto seguendo la via indicata dalla « UNIVERSITY ».

Costruite il vostro sistema sonoro coi componenti « UNIVERSITY » progettati in modo che altoparlanti e filtri possono essere facilmente integrati per una sempre migliore riproduzione dei suoni e senza tema di aver acquistato materiale inutilizzabile.

Per informazioni, dettagli tecnici, prezzi consegne, ecc. rivolgersi ai:

Distributori esclusivi per l'Italia:

PASINI & ROSSI - Genova

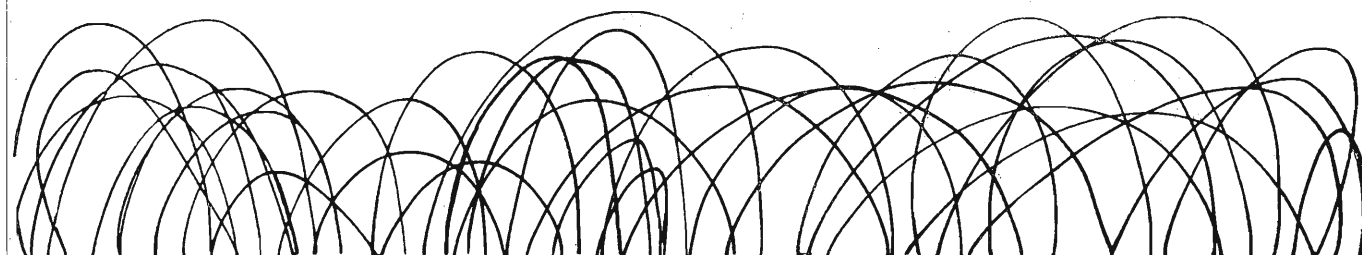
Via SS. Giacomo e Filippo, 31 (1° piano) Tel. 83.465 - Telegr. PASIROSSI

Ufficio di MILANO: Via A. da Recanate, 5 - Telefono 278.855

il ricevitore tascabile

Realizzato dalla RADIO ALLOCCHIO BACCHINI e presentato nel Settembre 1956 in occasione della Mostra Nazionale della Radio e Televisione

RAB - 11

funzionante esclusivamente a transistor

Elegante, leggerissimo, di lunga autonomia, il **Radialba 6 Transistor** è veramente il compagno ideale perchè migliora le ore di svago. In gita, in viaggio, in vacanza, allo stadio è un vero piacere poter disporre del **Radialba 6 Transistor** perchè è tascabile, pesa pochissimo ed è in grado di offrire una perfetta ricezione.

Tutti i componenti del **Radialba 6 Transistor** sono stati realizzati in dimensioni ridottissime, seguendo una tecnologia altamente specializzata. Questo non semplice adattamento, se si considera l'impiego di speciali materiali, è evidentemente molto costoso ma la RADIO ALLOCCHIO BACCHINI è riuscita ad affiancare ai pregi tecnici ed estetici di questo minuscolo apparecchio il considerevole vantaggio del prezzo conveniente ponendolo così in condizioni di poter competere favorevolmente con i migliori prodotti stranieri.

Caratteristiche generali

Ricevitore superetodina - Gamma 0,53 - 1,5 MHz - Circuito Stampato - 6 transistor + 1 diodo - Controllo automatico di sensibilità - Potenza di uscita 80 m W - Antenna interna in ferrite - Condensatore variabile montato su sfere - Comando di sintonia demoltiplicato - Quadrante protetto - Altoparlante con magnete alnico V - Mobile in resina speciale antiurto - Batteria di pile a secco 6 volt, durata 70 ÷ 80 ore.

Dimensioni

Altezza cm. 8,6 - larghezza cm. 15. Profondità cm. 4,3 - Peso netto gr. 380.

Il tipo di pila fornito è speciale, di lunga durata, ma le sue dimensioni sono normalizzate così che in caso di necessità può essere sostituita da un tipo corrente che si trova presso tutti i rivenditori di materiale elettrico.

RADIO ALLOCCHIO BACCHINI   RADIO ALLOC

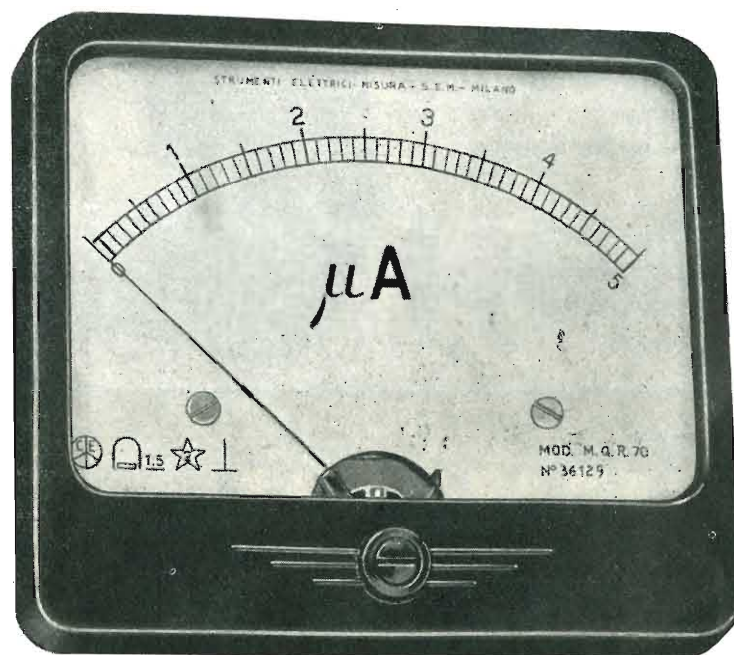
OCCHIO BACCHINI   RADIO ALLOCCHIO BACC

UNDA RADIO S.A. - COMO

Rappr. Gen. TH. MOHWINCKEL - Via Mercalli 9 - Milano

SEM - STRUMENTI ELETTRICI DI MISURA

di A. TRAVAGLINI

MILANO - VIA MORANDI, 7 - TELEFONO 252.534 - **MILANO**

Millivoltmetri - Microamperometri - Volmetri - Milliamperometri - Amperometri - Pirometri - Galvanometri - Ohmetri - Frequenziometri del tipo a lamelle vibranti - Wattmetri - Fasometri Elettrodinamici - Tester - Tester prova Valvole - Strumenti da pannello, da quadro e portatili, per c. c. e c. a.

s. r. l. "LA SINFONICA"

Via S. Martino, 14 - telefono n. 84.82.020 - **MILANO** - Via S. Lucia, 2 - telefono n. 84.82.020

è stata sempre all'avanguardia con la

"Tecnica al servizio dell'economia"

ora con Mod. **"Avanti e Indrè"** depositato

"l'elettronica al servizio dell'automazione"

1) E' l'interfonico più economico esistente sul mercato.

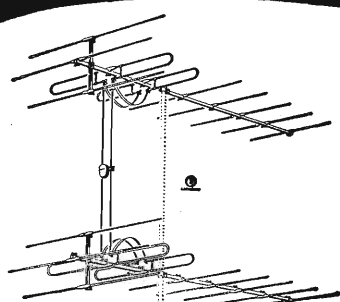
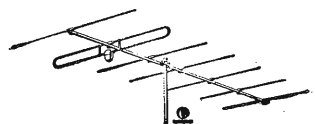
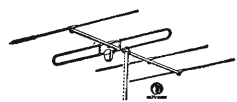
2) Non è una normale radio

Ma una radio speciale con la Nuova serie valvole PHILIPHS per TV e M.F. e può servire da centralino radio e far funzionare 5 altoparlanti sussidiari contemporaneamente.
Uso: Come radio-interfonico, nelle Caes private — Cliniche - Negozi — Ristoranti — Ville — Studi professionali — Ambulanze — Scuole Collegi.

Prezzo: listino completo di sussidiario . . . . L. 29.500
sussidiari complementari . . . . L. 3.500

Con « Avanti e Indrè » - sarete entusiasti.

Concessionari esclusivi

Milano - Rag. MARIATTI AMEDEO - Via S. Martino, 8 - Telef. 850.768
Emilia - S.r.l. CO-Marte - Via Boldrini, 5 - Bologna - Telef. 22.463
Piacenza - Via Roma, 35 - Telef. 2561
Lazio - S.p.a. REFIT - Roma - Via Nazionale, 67 - Telefono 44.217
Puglie - Marche - Toscana - Umbria - Calabria - Basilicata Sardegna
Liguria - Rag. GIANNI CICERI - Via XX Settembre, 14/9 - Genova - Telef. 51.883
Veneto - Organizzazione BOSOVICH - Ing. IVONE - Via Mestrina, 33 - Mestre (Venezia) - Telef. 51.836
Sicilia - Rappresentanze Radio - Corso Finocchiaro Aprile, n. 219 - Palermo
Campania - ODDO ACHILLE - Via Novara, 1 - Napoli - Telef. 56.829
Piemonte - ZAGNI - Piazza Donegani, 3 - Milano - Telef. 239.089

Rappresentante generale:

Ing. OSCAR ROJE

Via Torquato Tasso, 7 - **MILANO** - Tel. 432.241 - 462.319

Valigie fonografiche

Supravox

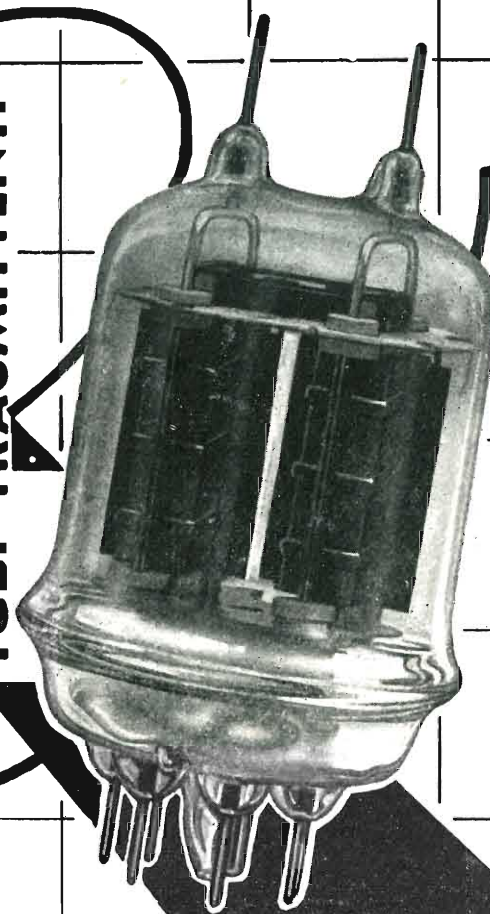
munite dei famosi apparecchi

Garrard

Supravox 630

Supravox 600

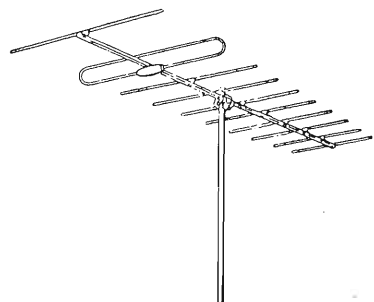
Indubbiamente le migliori oggi ottenibili, le valigie **SUPRAVOX** si distinguono per l'eccellente qualità e potenza della riproduzione, eleganza e lunga durata

Ottenibili presso i migliori rivenditori

MARCONI ITALIANA

VIA CORSICA, 21 - GENOVA

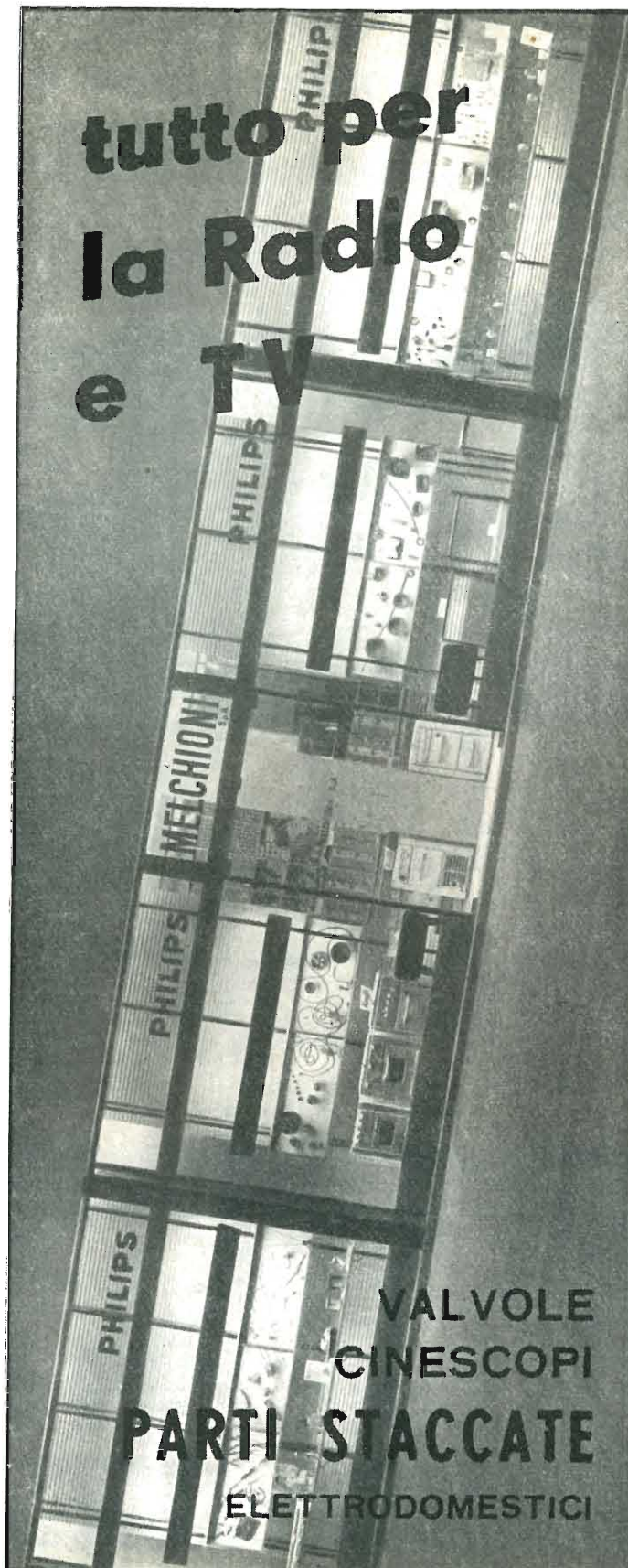
AGENZIE DI VENDITA NELLE PRINCIPALI CITTÀ D'ITALIA

ARTI

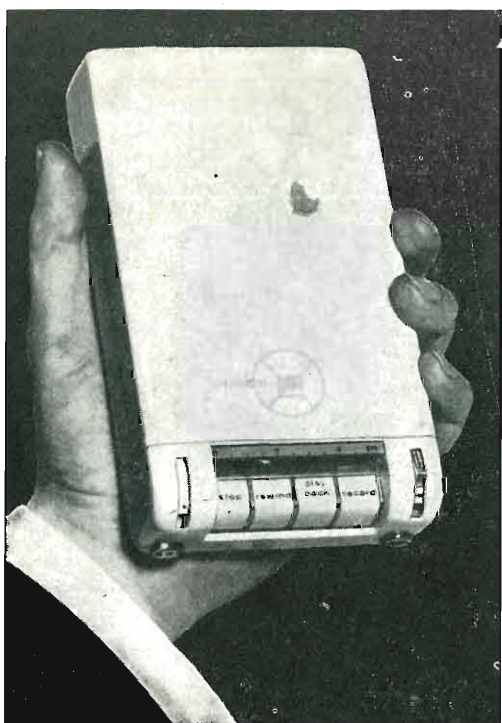
VIA EDOLO 27 - MILANO - TEL. 683718

ANTENNE "BABERG" TV - FM

(Fabbricazione nazionale ARTI su licenza germanica)

Stabilizzatori di tensione "TELM" per tutte le applicazioni

- Tensione alimentazione: universale
- Tensione d'uscita: 115 250 V con stabilità dell'1,5 % rispetto al ± 20% della tensione d'alimentazione e dell'1 % per variazione dell'1 % della frequenza di alimentazione.
- Forma d'onda: corretta
- Frequenza: 50 Hz
- Potenza: 200 - 250 - 300 - 350 V A
  Rendimento: 85% circa
- Fattore di potenza: 0,85
- Temperatura a vuoto a pieno carico secondo norme C.E.I.
- Flusso disperso: alla distanza minima di 50 ÷ 60 cm. non ha più nessuna influenza sugli apparecchi alimentati.
- Funzionamento: anche a vuoto senza pericoli di guasti.
- Garanzia: anni uno.
- Costruzione di stabilizzatori automatici di tensione a ferro saturo della potenza da 10 a 3.000 V. A. per usi industriali.

il nuovo Registratore

minifon P55

per parola e musica

in cassa metallica

È IL PIÙ PICCOLO REGISTRATORE RIPRODUTTORE DEL SUONO ESISTENTE AL MONDO

TASCABILE

PESO: gr 800 — DIMENSIONI: cm. 10x17x4

Registra ininterrottamente fino a

5 ORE LA PAROLA ("L,,)

2 ORE 1/2 LA MUSICA ("S,,)

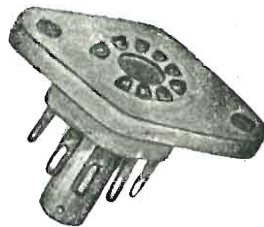
Funziona con batterie interne e con la corrente luce.

Agente generale per l'Italia:
ORGANIZZAZIONE

MIEDICO ALFREDO

Via Panfilo Castaldi, 8 - MILANO - Telefono 637.197

PRIMARIA FABBRICA EUROPEA
DI SUPPORTI PER VALVOLE RADIOFONICHE

di G. GAMBA

ESPORTAZIONE IN TUTTA EUROPA ED IN U.S.A. - FORNITORE DELLA «PHILIPS»

Sede: **MILANO** - Via G. DEZZA 47 - TELEF. 44.330 - 48.77.27
Stabilim.: **MILANO** - Via G. Dezza 47 - **BREMBILLA** (Bergamo)

SIMPSON

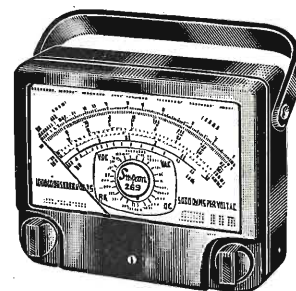
ELECTRIC COMPANY (U. S. A.)

STRUMENTI CHE MANTENGONO LA TARATURA

260

IL TESTER DI PRECISIONE PIU' POPOLARE NEL MONDO

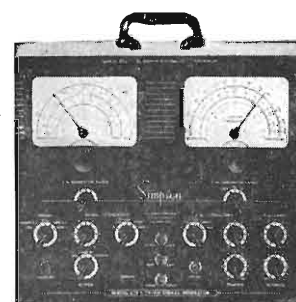
29 PORTATE

volt - ohm - milliampere
1.000 ohm per volt **c. a.**
20.000 ohm per volt c. c.
Si può fornire 1 probe per 25.000 volt c. c. e 1 probe per 50.000 volt c. c.

Volt - ohm - milliampere

MOD. 269

100.000 ohm V c.c.

33 PORTATE

il più sensibile tester attualmente esistente - scala a grande lunghezza 155 mm.

MOD. 479

GENERATORE DI SEGNALI TV-FM

comprende 1 generatore Marker con cristallo di taratura, 1 generatore FM
Preciso, robusto, pratico, maneggievole

ALTRI STRUMENTI SIMPSON

Nuovo Mod. 498 A e 498 D Misuratore d'intensità di campo - usabile in città o campagna - funzionamento con batteria o in corrente alternata.

Mod. 1000 Provavalvole a conduttanza di placca con possibilità di rapide prove con letture in ohm per le dispersioni e i corti circuiti.

Mod. 480 Genescope è uguale al generatore Mod. 479 però è completo di oscilloscopio da 3".

Nuovo Mod. 458 Oscilloscopio a 7" - ideale per il servizio TV a colori ed a bianconero.

Mod. 303 Voltmetro elettronico - strumento universale per misure in c.c. r.f. ed ohm.

Mod. 262 Volt - ohm - milliamperometro - scala a grande lunghezza - 20.000 Ω/V in c.c. e 5000 Ω/V in c.a.

Agente esclusivo per l'Italia:

Dott. Ing. MARIO VIANELLO

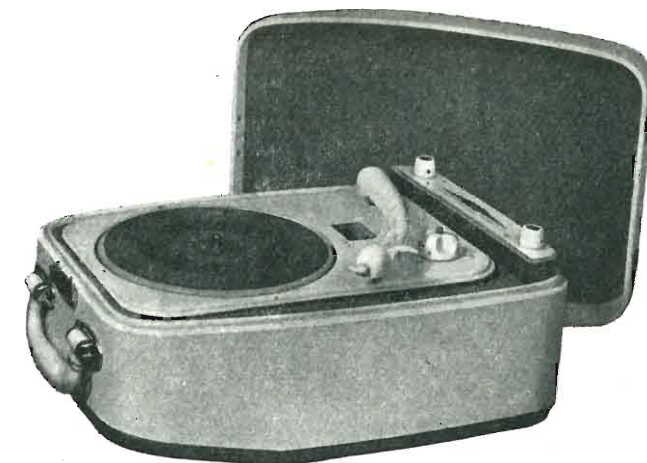
Via L. Anelli, num. 13 - MILANO - Telefono 553.081

FONOVALIGIE A TRANSISTORI

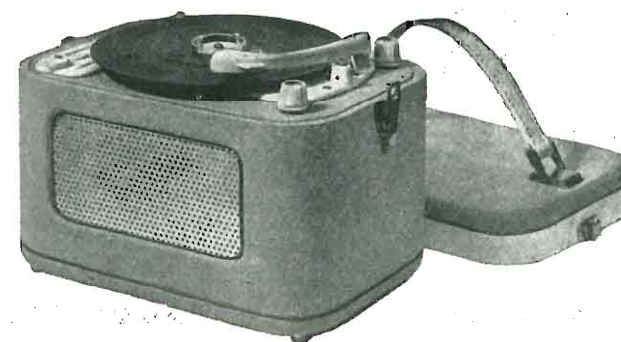
La grande novità della Nova alla Fiera di Milano 1957

2 modelli:

PIC - NIC 1: a 45 giri

PIC NIC 3: a 3 velocità

Grandi vantaggi rispetto alle comuni valigette:

- funzionamento dovunque: in spiaggia, in barca, in campagna, in montagna, in macchina
- dotate di un micromotore speciale e di un amplificatore a transistor, hanno un consumo irrisorio e funzionano con comuni pilette da tasca a 6 Volt.
- circuito ed altoparlante studiato per un elevatissimo rendimento
- dimensioni e peso ridottissimo
- si usano anche in casa, perchè il costo di esercizio è ridotto a L. 3 per ora di funzionamento
- si elimina completamente ogni dipendenza da una presa di corrente e dall'adattamento della tensione di rete
- non hanno valvole e quindi durata praticamente illimitata.

Entrambi i tipi hanno un amplificatore con 4 transistori, altoparlante di alto rendimento, motore elettrico con consumo di 40 mA. a 6 Volt, con speciale autoregolatore di giri, che mantiene costante la velocità entro la variazione di tensione da 4 a 6 Volt.
Custodia elegante a due colori, con parti metalliche dorate.

Modello PIC - NIC 1

dimensioni: 250 x 160 x 170 mm.
peso: 2,950 Kg.
Prezzo di vendita al pubblico **Lire 39.900**

Modello PIC - NIC 3

dimensioni: 360 x 260 x 160 mm.
peso: 4,800 Kg.
Prezzo di vendita al pubblico **Lire 59.900**

CHIEDDTECI OGGI STESSO PROSPETTI ILLUSTRATIVI

UFFICI E STAB. A NOVATE MILANESE - VIA C. BATTISTI, 21 - TEL. 970.861 - 970.802

6

GIUGNO 1957

XXIX ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietà . . . . **EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.**
Gerente . . . . **Alfonso Giovene**

Consulente tecnico . . . **dott. ing. Alessandro Banfi**

Direttore responsabile **dott. ing. Leonardo Bramanti**

Direzione, Redazione, Amministr. e Uffici Pubblicitari
VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica **« l'antenna »** e la sezione **« televisione »** si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2500 più 50** (2% imposta generale sull'entrata); estero **L. 5000 più 100.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50,** anche in francobolli.

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

televisione

pag.

Editoriale

Televisione e Modulazione di Frequenza

Circuiti

Tecnica applicata

Rubriche fisse

Esame della Situazione Attuale della TV

Nell'andamento dell'attività complessiva di tutti gli interessi in giuoco nel settore Radio-TV si sono sempre registrati un massimo nel mese di dicembre ed un minimo nel mese di luglio.

Ciò è normale andamento di mercato, con tutte le conseguenze economiche ad esso inerenti.

Naturalmente tali conseguenze possono venir modificate se all'andamento stagionale accennato si sovrappongono altre cause che incidono più o meno fortemente sull'attività della Radio TV.

Nei quattro anni di vita della nostra TV abbiamo avuto modo di conoscere parecchi alti e bassi originati principalmente da due cause ben determinate: i programmi e l'estensione delle aree servite. La qualità ed il tipo del programma ha indubbiamente una grande influenza sulle fortune della TV, sia in senso positivo che in senso negativo.

Un buon programma, una trasmissione gradita ed attesa con interesse od anche con fanatismo, come accadde all'inizio di « Lascia o raddoppia », può dare un magnifico impulso creando nuovi abbonati ed incrementando notevolmente le vendite di televisori.

Un periodo di programmi scadenti o monotoni, privi di mordente e d'interesse, può per contro frenare enormemente abbonati e vendite. E lo stiamo constatando proprio ora « in corpore vili ».

E ciò che più ci stupisce è che dopo un quadriennio di esperienza, con parecchi successi ed insuccessi nelle programmazioni TV (e molti mutamenti di dirigenti) la RAI non si sia ancora decisa a seguire quella via che i maggiori Enti esteri della TV stanno seguendo da molto tempo.

Voglio alludere al sistema di « consigli » o « comitati » per la ricerca e lo studio di nuovi programmi, ai quali « consigli » è invitato a partecipare anche il pubblico con suggerimenti, idee, proposte.

Siamo perfettamente d'accordo che impostare e scegliere il programma TV è cosa molto ardua ed è più facile criticare che agire, ma siamo anche convinti che con altri metodi e con una accorta organizzazione di specialisti si possa realizzare una serie continua ed incalzante di buone programmazioni.

Perchè, è opportuno ricordarlo, non è lo sporadico, solitario numero di successo, che possa risolvere il problema, ma bensì la continuità e la varietà del genere e delle rubriche che costituiscono l'ossatura di un programma.

La staticità e la monotonia nel tempo, di rubriche anche interessanti prese singolarmente, sono deleterie nell'esercizio della TV.

La TV sta conquistando proprio in questo momento il pubblico del cinema. Ed i responsabili delle sorti della TV in Italia, siano essi uomini di Governo o dirigenti dell'Ente concessionario, non devono dimenticare questa formidabile possibilità.

Non devono dimenticare sopratutto che i milioni di spettatori delle sale cinematografiche sono potenzialmente telespettatori: si tratta di conquistarli con programmi attraenti, varî e gradevoli ad ogni classe sociale.

E questa selezione di telespettacoli a prima vista estremamente difficile può non esserlo più se si pensasse di dedicare determinati giorni della settimana a determinati generi di programmi. Il tutto sostenuto e diffuso in precedenza attraverso una intelligente e larga pubblicità sulla stampa quotidiana.

Meglio naturalmente, come ho già accennato in precedenza su questa stessa rubrica, se tale offensiva programmatica potesse venire effettuata non attraverso una sola Società monopolistica, ma anche da altre Società commerciali

(il testo segue a pag. 287)

Analisi Spettrale del Segnale Televisivo

Dopo una breve introduzione, l'A. esamina la struttura istantanea del segnale video, la struttura spettrale del segnale video, compie l'analisi dei singoli spettri componenti ed infine discute lo spettro del segnale video completo.

dott. ing. Vittorio Banfi

1. - INTRODUZIONE.

Il segnale video utilizzato nelle emissioni televisive corrisponde ad una forma d'onda di fisionomia ben determinata. Ciò discende essenzialmente dalla genesi del segnale mediante la scansione effettuata come è ben noto da un pennello elettronico esplorante da sinistra a destra riga per riga l'intera scena da riprendere. Ne deriva che al termine di ogni riga vi deve essere un opportuno impulso quadro (detto di cancellazione) che rende inattiva l'esplorazione del pennello durante il rapido percorso di ritorno tra il termine di una riga e l'inizio della riga successiva. Analoga avvertenza verrà naturalmente seguita per la cancellazione dei ritorni di quadro cosicchè il segnale televisivo sarà costituito dall'informazione video vera e proprio unita ad una successione di impulsi di opportuna durata e cadenza (cancellazione di riga) intercalati periodicamente da una altra successione di impulsi di differente durata e cadenza doppia (cancellazione di quadro). Durata, cadenza e fase di questi impulsi sono legate alle necessità ben note dell'interlacciamento e all'esigenza di ottenere, nel modo più semplice, una stabile sincronizzazione dei ricevitori. La particolare fisionomia del segnale elettrico, ossia la particolare forma della tensione in funzione del tempo, corrisponde pure ad una particolare aspetto dello spettro del segnale; è appunto in quest'ultimo esame che saranno indirizzate le considerazioni che seguono. A questo punto è importante precisare da quale punto di vista questo spettro verrà esaminato. Per giungere a questo si consideri un segnale impiegato per le emissioni audio o video. Esso, come ben noto, si può sempre considerare come una somma più o meno grande di segnali sinoidali di ampiezze fasi e pulsazioni differenti l'una dall'altra; per modo che si avrà:

$$v(t) = a_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + a_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) + a_n \cos(\omega_n t + \varphi_n)$$

essendo $v(t)$ la tensione in funzione del tempo corrispondente al segnale video oppure audio.

Un generico termine di questa somma sarà del tipo:

$$a \cos(\omega t + \varphi)$$

Come si può facilmente vedere, questa funzione sinoidale è perfettamente individuata quando sono noti i tre valori:

$$a, \ \omega, \ \varphi.$$

Fig. 1 - Spettro di ampiezza del segnale $v(t)$.

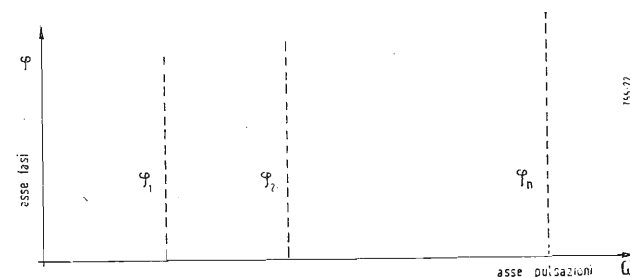



Fig. 2 - Spettro di fase del segnale $v(t)$.

Quindi il primo termine sarà perfettamente individuato dai valori:

$$a_1 \ , \ \omega_1 \ , \ \varphi_1$$

il secondo da quelli:

$$a_2 \ , \ \omega_2 \ , \ \varphi_2$$

e così via dicendo. Ne consegue che mediante tre gruppi di numeri il segnale $v(t)$ risulta perfettamente determinato. Si è imposta una comoda rappresentazione grafica consistente nel considerare come variabile indipendente la pulsazione ω e invece come variabili dipendente a e φ. Per maggiormente chiarire il concetto è stato considerato un asse orizzontale per i valori ω, si chiami asse ω, un asse verticale per le ampiezze a, asse a.

Lungo l'asse ω sono stati portati i valori ω_1 ω_2 ecc., e sulle ordinate corrispondenti i valori a_1 , a_2 ... a_n ; la funzione che si è ottenuta $a(\omega)$, del tipo sopra descritto, è stato detta *spettro di ampiezza* del segnale $v(t)$. Se in modo analogo vengono riportate in ordinate i valori φ_1 , φ_2 , ... φ_n in corrispondenza ad ω_1 , ω_2 ... ω_n la funzione $\varphi(\omega)$ ottenuta è stata detta *spettro di fase* del segnale $v(t)$.

L'analisi che seguirà sarà rivolta alla descrizione del gruppo dei valori ω; ossia anche alla designazione dei valori impegnati dal segnale $V(t)$ nell'intero campo teoricamente infinito delle frequenze (da 0 a ∞). Trattando di segnali a radio-frequenza si dice talora anche l'ingombro totale di etere da un certo segnale. Più semplicemente in questo caso parlerà l'insieme di valori di ω o f che costituiscono lo spettro del segnale dato. In altre parole verra compiuta una analisi qualitativa dello spettro del segnale.

2. - STRUTTURA ISTANTANEA DEL SEGNALE VIDEO.

Il segnale video si presenta come in figura 3.

Esso si può pensare scomposto nella somma dei due segnali delle figg. 4 e 5.

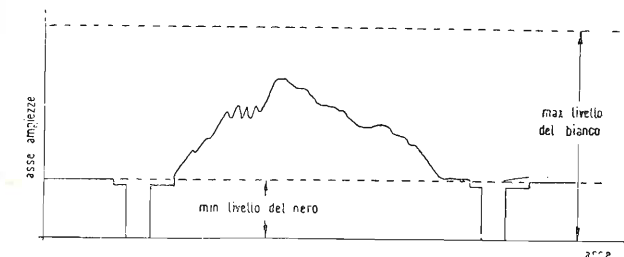



Fig. 3 - Segnale video completo.

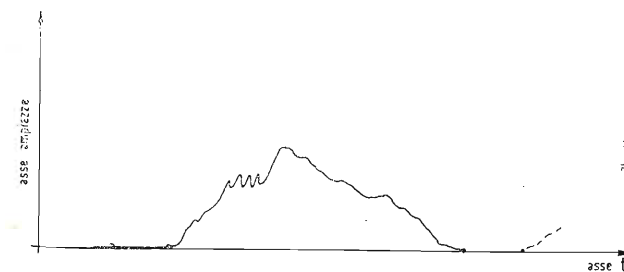



Fig. 5 - Scomposizione del segnale video.

Il segnale di fig. 4 corrisponde al segnale di sincronismo completo, detto anche brevemente «supersincro» costituito secondo le norme standard TV italiano. Il segnale di fig. 5 corrisponde al segnale video in uscita da un amplificatore canale d'una camera e può essere considerato come il prodotto di due segnali:

Il primo è la informazione video pura. Esso può pensarsi come una somma di una componente continua (da cui dipende la luminosità media dell'immagine) e componenti sinoidali le cui frequenze possono occupare un campo compreso tra poche decine di Hz a 5 MHz (secondo lo standard TV italiano).

Per avere una visualizzazione fisica di questo segnale si pensi ad esempio alla tensione di uscita di una camera dotata da tubo da ripresa image-orthicon qualora non vengano inviati impulsi di cancellazione di riga e di quadro al target del tubo stesso.

Il secondo è il segnale di cancellazione di riga e di quadro.

Questo segnale ha ampiezza nulla in certi istanti a cadenza fissa 20.000 μsec per la durata 11,5 μsec e in altri istanti a cadenza fissa 20.000 μsec per la durata 500 μsec e nei rimanenti istanti ampiezza unitaria.

Se si effettua il prodotto istantaneo della forma d'onda della fig. 7 e della forma d'onda alla fig. 6 si ottiene il segnale indicato in fig. 5. Come si vede il segnale istantaneo video è stato scisso nei segnali istantanei seguenti:

a) segnale video continuo (fig. 6) $v_1(t)$

b) segnale di cancellazione (fig. 7) $v_2(t)$

c) segnale di sincronismo completo $v_3(t)$

Segnale istantaneo video completo $= v_1(t) \cdot v_2(t) + v_3(t)$

3. - STRUTTURA SPETTRALE DEL SEGNALE VIDEO.

Esaminata la composizione del segnale video istantaneo si può dedurre quanto segue:

3.0.1. - Le forme d'onda $v_3(t)$ e $v_2(t)$ corrispondono a segnali periodici riconducibili tutti come vedremo al semplice segnale ad onda quadra in fig. 8.

Quest'ultimo segnale essendo periodico è facilmente sviluppabile in serie di Fourier cosicchè si può scrivere:

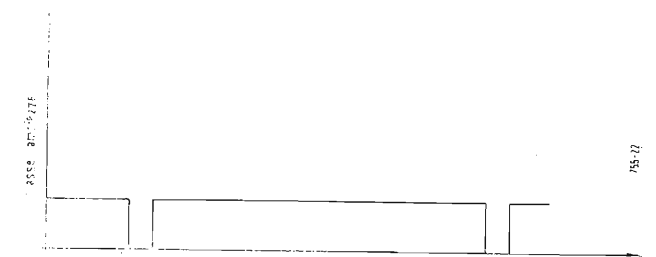
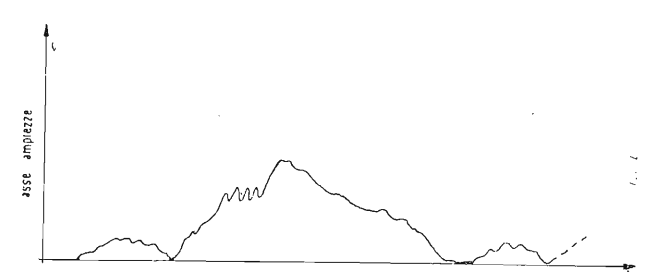



Fig. 4 - Scomposizione del segnale video.

Fig. 6 - Segnale video continuo.

$$v(t) = S(\omega) = a_o + \sum_1^\infty {}_n a_n \operatorname{sen}_n \omega t + \sum_1^\infty {}_n b_n \cos \omega t \qquad [1]$$

$$\text{con } \omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T} \text{ ed } n = \text{numero intero}$$

la [1] si può anche scrivere:

$$S(\omega) = a_o + \sum_1^\infty {}_n A_n \operatorname{sen}(n \omega t + \Phi_n)$$

con:

$$a_n = A_n \cos \Phi_n$$

$$b_n = A_n \operatorname{sen} \Phi_n$$

E nel senso sopra indicato si avrà:

$A_n(\omega)$ = *Spettro di ampiezza*

$\Phi_n(\omega)$ = *Spettro di fase.*

3.0.2. - Il segnale $v_1(t)$ è variabile a seconda della scena da riprendere a differenza dei due precedenti che risultano immutati. Si indichi con $S_v(\omega)$ il suo sviluppo in serie di Fourier la cui specificazione è naturalmente impossibile ad ottenere in sede analitica. Esso interessa un campo di frequenza che si può per semplicità supporre pressocchè continuo tra 0 e 5 MHz.

4. - ANALISI DEI SINGOLI SPETTRI COMPONENTI

Non resta che procedere alla specificazione degli sviluppi dei segnali $v_1(t)$, $v_2(t)$ e $v_3(t)$. Siano essi S_{v1}, S_{v2} ed S_{v3}, lo sviluppo del segnale video completo risulterà naturalmente:

$$S_{v_I} = S_{v1} \cdot S_{v2} + S_{v3} \qquad [2]$$

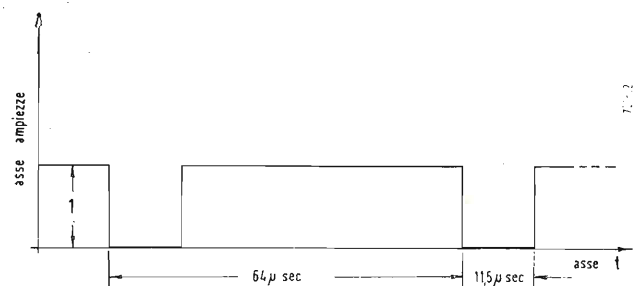



Fig. 7 - Segnale di cancellazione di riga e di quadro.

Fig. 8 - Semplice segnale ad onda quadra.

Fig. 9 - Spettro del segnale di sincronismo S_{v3}.

Fig. 10 - Segnale continuo costituito dai soli sincronismi di riga.

4.1. - Spettro del segnale di sincronismo S_{v3}.

Si consideri la forma d'onda del segnale v_3 come quella fissata dalla standard italiano. Si assuma come istante iniziale $t = 0$ l'istante di inizio di un segnale di quadro (nel caso della fig. 9 quadro pari).

Il segnale di sincronismo completo si può assumere di ampiezza unitaria (1 volt) e generato dai seguenti 6 segnali:

a) segnale continuo costituito dai soli sincronismi di riga. Esso corrisponde ad un segnale ad onda quadrata di cadenza 15.625 Hz e durata 5,5 µsec, $T = 64$ µsec, $\tau = 5{,}5$ µsec (fig. 10).

Il suo sviluppo in serie Fourier risulta:

$$S_A = a_o + \sum_1^\infty{}_n\, a_n \text{ sen } n\,\omega t + \sum_1^\infty{}_n\, b_n \cos n\,\omega t$$

$$\text{con } \omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T} \qquad n = \text{numero intero.}$$

I valori A_o, A_n e b_n dipendono dal valore $\frac{\tau}{T}$ e dall'ordine n dell'armonica.

b) Segnale di cancellazione del sincronismo di riga durante l'intervallo di quadro (fig. 11).

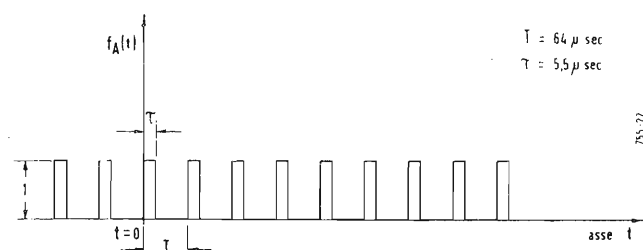
Esso corrisponde ad un segnale ad onda quadrata di cadenza 50 Hz e durata 480 µsec.

Il suo sviluppo in serie si può benissimo ricondurre al caso 1, a patto di effettuare una traslazione di asse $t/ = t - T + \tau$, per modo che risulta:

$$S_B = a_o + \sum_1^\infty{}_n a_n \text{ sen } n\omega\,(t - T + \tau) + \sum_1^\infty{}_n b_n \cos n\omega\,(t - T + \tau)$$

$$\text{con } \omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T} \qquad n = \text{numero intero.}$$

I valori a_o, a_n e b_n dipendono dal valore $\frac{\tau}{T}$ e dall'ordine n dell'armonica.

c) Segnale continuo costituito dai soli equalizzatori (fig. 12). Esso corrisponde ad un segnale ad onda quadrata di cadenza 31.250 Hz durata 2,75 µsec:

$$T = 32 \text{ µsec}$$
$$\tau = 2{,}75 \text{ µsec.}$$

Per quanto riguarda i coefficienti lo sviluppo S_C sarà identico a S_A in quanto è uguale il rapporto $\frac{\tau}{T}$.

d) Segnale di cancellazione degli impulsi equalizzatori durante l'intervallo del quadro e delle righe (fig. 13):

$$T = 20.000 \text{ µsec}$$
$$\tau = 160 \text{ µsec}$$
$$t_o = 2\tau = 320 \text{ µsec.}$$

Esso corrisponde a due segnali ad onda quadra, dello stesso tipo di quelli precedenti, di uguale cadenza 50 Hz e durata 160 µsec spostati nel tempo l'uno rispetto all'altro di $t_o = 320$ µsec.

$$S_D = 2a_o + \sum_1^\infty{}_n a_n \text{ sen } n\omega t + \sum_1^\infty{}_n b_n \cos n\omega t +$$

$$+ \sum_1^\infty{}_n a_n \text{ sen } n\omega\,(t - t_o) + \sum_1^\infty{}_n b_n \cos n\omega\,(t - t_o)$$

$$\text{con } \omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T} \qquad \tau = \frac{t_o}{2} \text{ ed } n = \text{numero intero.}$$

I valori a_o, a_n e b_n dipendono dal valore $\frac{\tau}{T} = \frac{t_o}{2T}$ e dall'ordine dell'armonica.

e) Segnale costituito dai soli serrati (fig. 14):

$$T = 32 \text{ µsec}$$
$$\tau = 29{,}25 \text{ µsec}$$

Esso corrisponde ad un segnale ad onda quadrata di cadenza 31.250 Hz e di durata 29,25 µsec.

Se si considera da il segnale $1 - S_E$ esso è come in fig. 13, cioè un segnale costituito dai soli impulsi equalizzatori perfettamente uguale al segnale S_C soltanto anticipato rispetto a quest'ultimo della durata di un equalizzatore τ. Si scriverà perciò (fig. 15):

$$1 - S_E = a_o + \sum_1^\infty{}_n a_n \text{ sen } n\omega\,(t + \tau) + \sum_1^\infty{}_n b_n \cos n\omega\,(t + \tau)$$

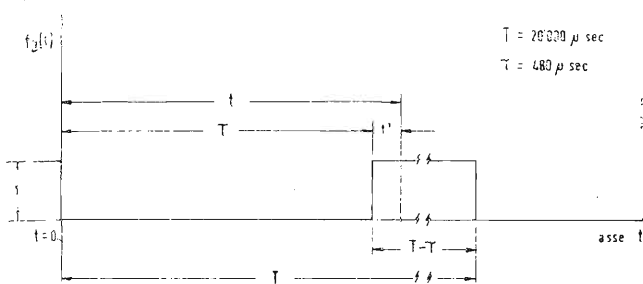



Fig. 11 - Segnale di cancellazione del sincronismo di riga.

Fig. 12 - Segnale costituito dai soli equalizzatori.

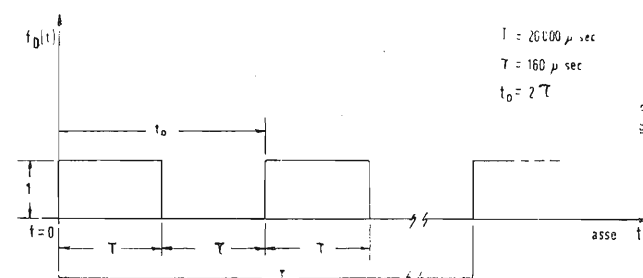



Fig. 13 - Segnale di cancellazione degli equalizzatori.

Fig. 14 - Segnale costituito dai soli serrati.

$$\text{con } \omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T} \qquad n = \text{numero intero.}$$

I valori a_o, a_n e b_n sono uguali al caso c) Da cui si ha:

$$S_E = 1 - a_o - \sum_1^\infty{}_n a_n \text{ sen } n\omega\,(t + \tau) - \sum_1^\infty{}_n b_n \cos n\omega\,(t + \tau).$$

f) Segnale di cancellazione degli impulsi serrati durante l'intervallo delle righe e degli equalizzatori (fig. 16):

$$T = 20.000 \text{ µsec}$$
$$\tau = 160 \text{ µsec}$$

Esso corrisponde ad un segnale ad onda quadrata di cadenza 50 Hz di durata $\tau = 160$ µsec. È perfettamente uguale ad uno dei due segnali che compongono il segnale S_D ed inoltre è ritardato di $\tau = 160$ µsec. In tal modo il suo sviluppo risulta:

$$S_F = a_o + \sum_1^\infty{}_n a_n \text{ sen } n\omega\,(t - \tau) + \sum_1^\infty{}_n b_n \cos n\omega\,(t - \tau)$$

I valori a_o, a_n e b_n sono gli stessi del caso d).

Avendo pertanto esaminato tutte le forme d'onda componenti si può osservare che il segnale di sincronismo completo (forma d'onda di tensione), quale si può vedere a fig. 9, può essere ottenuto mediante operazione di somme e prodotti sulle 6 foree d'onda descritte. Precisamente come si può intendere facilmente esaminando i diagrammi posti, si avrà:

$$f(t) = f_A(t) f_B(t) + f_C(t) f_D(t) + f_E(t) f_F(t) \qquad [3]$$

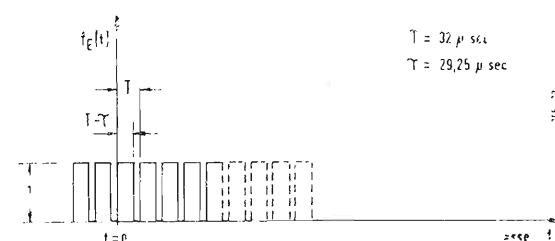
Sostituendo alle funzioni i rispettivi sviluppi si ottiene lo sviluppo del segnale $f(t)$ desiderato:

$$S = S_A S_B + S_C S_D + S_E S_F$$

ora si osserva dalla figura che risulta:

$$f_F(t) + f_D(t) = 1 - f_B(t)$$

ovvero anche:

$$S_F + S_D = 1 - S_B \quad S_B = 1 - (S_F + S_D)$$
$$S = S_A + (S_E - S_A)\, S_F + (S_C - S_A)\, S_D \qquad [4]$$

La [4] è la formula definitiva che fornisce lo sviluppo in serie cercato. Esso come si può vedere si compone di tre termini:

a) S_A = sviluppo corrispondente alla forma d'onda a), ovvero una fondamentale 15.625 Hz e le sue armoniche.

b) $(S_E - S_A)\, S_F$ = Sviluppo in serie risultante dal prodotto di due sviluppi, il primo con fondamentale 15.625 Hz e le sue armoniche, il secondo con fondamentale 50 Hz e le sue armoniche.

c) $(S_C - S_A)\, S_D$ = Sviluppo del tipo perfettamente analogo a quello di cui al punto b).

Per quanto riguarda i coefficienti degli sviluppi parziali S_A, S_C, S_D, S_E e S_F si osserva che essi sono sostanzialmente di due tipi:

1º tipo: Sviluppi S_A, S_E, S_C

$$a_o = \frac{\tau}{T} \qquad a_n = a_o \frac{\text{sen } 2\pi\, n\, a_o}{2\pi\, n\, a_o} \qquad b_n = a_o \frac{\text{sen } 2\pi\, n\, a_o}{\pi\, n\, a_o}$$

questi coefficienti sono naturalmente uguali per gli sviluppi suddetti.

2° tipo: Sviluppi S_D , S_F

$$a_o = \frac{\tau}{T} \qquad a_n = \frac{a_o \text{ sen } 2\pi\, n\, a_o}{2\pi\, n\, a_o} \qquad b_n = \frac{a_o \text{ sen}^2\, 2\pi\, n\, a_o}{2\pi\, n\, a_o}$$

questi coefficienti sono naturalmente uguali per gli sviluppi suddetti. Non resta che analizzare il 2° e 3° termine della [4]; per quanto si è detto poc'anzi si ha:

$$S_A = a_o + \sum_1^\infty{}_n a_n \text{—sen } n\omega t + \sum_1^\infty{}_n b_n \cos n\omega t$$

$K = 625$
$\omega_i = 2\pi \cdot 25$ rad/sec
$\tau = 2{,}75\ \mu$ sec

$$S_F = a_o + \sum_1^\infty{}_n a_n \text{ sen}(2n\omega_i t - 2\Psi_n) + \sum_1^\infty{}_n \beta_n \cos(2n\omega_i t - 2\Psi_n)$$

con:

$\Psi_n = n\omega_i\tau$
$n = 1, 2, ...$
$\omega_i = 2\pi \cdot 25$ rad'sec
$\tau = 160\ \mu$ sec.

Non resta che seguire il prodotto dei due sviluppi $(S_E - S_A)$ ed S_F. Ora si osserva che il prodotto risulta pure uno sviluppo in serie, ciascun termine del quale è ottenuto moltiplicando tutti i termini della serie $(S_E - S_A)$ per ciascun termine della serie S_F .

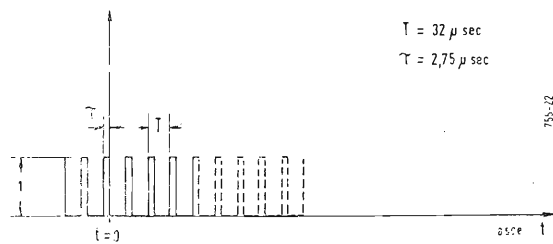



Fig. 15 -

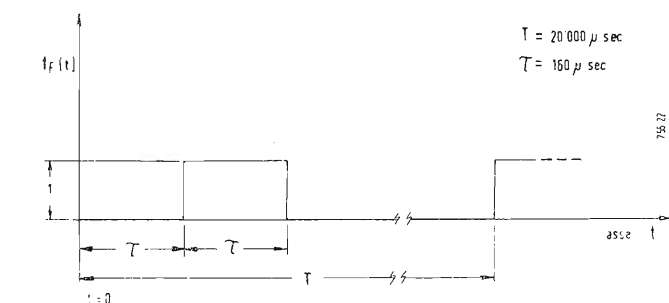



Fig. 16 - Segnale di cancellazione dei serrati.

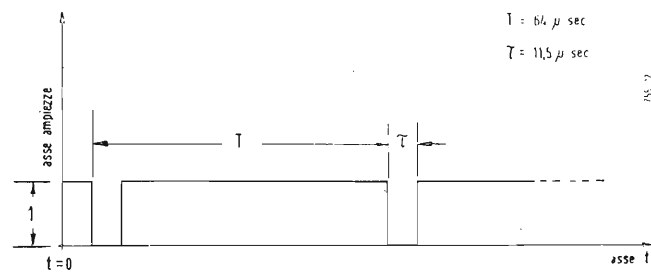



Fig. 17 - Spettro del segnale di cancellazione.

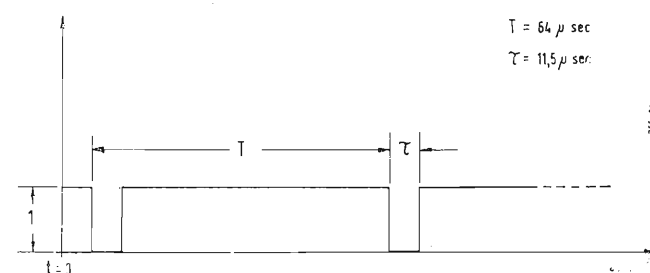



Fig. 18 - Cancellazione sola riga.

con:

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \quad \text{e} \quad T = 64\ \mu \text{ sec.}$$

$$S_E = 1 - a_o - \sum_1^\infty{}_n a_n \text{ sen } n\omega\,(t+\tau) - \sum_1^\infty{}_n b_n \cos n\omega\,(t+\tau)$$

con:

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \quad \text{e} \quad T = 64\ \mu \text{ sec}, \tau = 2{,}75\ \mu \text{ sec.}$$

Chiamando con ω_i la pulsazione corrispondente alla frequenza 25 Hz (frequenza di immagine completa)

$$\omega_i = 2\pi \cdot 25 \text{ rad/sec.}$$

e con K il numero delle righe secondo lo standard (che vale 625) si può scrivere:

$$S_E - S_A = 1 - 2a_o - \sum_1^\infty{}_n a_n \text{ sen } (2nK\omega_i t + 2\Phi_n) - \sum_1^\infty{}_n b_n \cos (2nK\omega_i t + 2\Phi_n) - \sum_1^\infty{}_n a_n \text{ sen } nK\omega_i t - \sum_1^\infty{}_n b_n \cos nK\omega_i t$$

con:

$\Phi_n = nK\omega_i\tau$
$n = 1, 2, ...$

In definitiva più sinteticamente avremo nello sviluppo totale parecchi addendi dei soli 4 tipi seguenti:

1° tipo:

$$\sum_1^\infty{}_n \left[\sum_1^\infty{}_r a_r \text{ sen } (2rK\omega_i t + 2\Phi_r)\ a_n \text{ sen } (2n\omega_i t - 2\Psi_n)\right] =$$

$$= \sum_1^\infty{}_n \left\{ \sum_1^\infty{}_r \left(\frac{a_r a_n}{2} \cos [2(rK - n)\ \omega_i t + 2\ (\Phi_r + \Psi_n)] - \frac{a_r a_n}{2} \cos [2(rK + n)\ \omega_i t + 2\ (\Phi_r - \Psi_n)] \right) \right\}$$

poichè r ed n sono numeri interi:
$r = 1, 2...$
$n = 1, 2...$

in questo addendo sono contenute unicamente frequenze armoniche pari della frequenza d'immagine in quanto i numeri:

$rK - 2n$ ed $rK + 2n$ con
$r = 1, 2...$
$n = 1, 2...$
possono essere pari o dispari.

2° tipo:

$$\sum_1^\infty{}_n \left[\sum_1^\infty{}_r a_r \text{ sen } rK\omega_i t \cdot a_n \text{ sen } (2n\omega_i t - \Psi_n)\right] =$$

$$= \sum_1^\infty{}_n \left[\sum_1^\infty{}_r \left(\frac{a_r\, a_n}{2} \cos\ [(rK - 2n)\ \ \omega_i t + \Psi_n] - \frac{a_r\, a_n}{2} \cos\ [(rK + 2n)\ \omega_i t - \Psi_n] \right) \right]$$

poichè r ed n sono numeri interi qualsiasi:
$r = 1, 2, ...$
$n = 1, 2, ...$

1) Sviluppo relativo al segnale di riga.
2) Sviluppo contenente armoniche pari della frequenza di immagine.
3) Sviluppo contenente armoniche pari e dispari della frequenza immagine.

Le armoniche della frequenza immagine viste nei punti b) e c) del tipo

$f_I = 2\ (rK \pm n) \cdot f_i$
f_i = frequenza di immagine = 25 Hz
$f_{II} = (rK \pm 2n) \cdot f_i$

Si potrebbero chiamare frequenze battimento. È interessante osservare che facendo $r = 1$ ed $n = 312$ si ha:

$$f_{II} = (rK - 2n) \cdot f_i = (625 - 624) \cdot 25 = 25 \text{ Hz}$$

Ossia la frequenza più bassa contenuta nello spettro del segnale di sincronismo completo risulta 25 Hz.

In definitiva si può dire pertanto che il completo spettro di frequenza comprende tutti i multipli interi di 25 Hz. È più precisamente si avrà:

1) Sviluppo costituito da fondamentale 15.625 Hz e sue armoniche.

Fig. 19 - Cancellazione solo quadro.

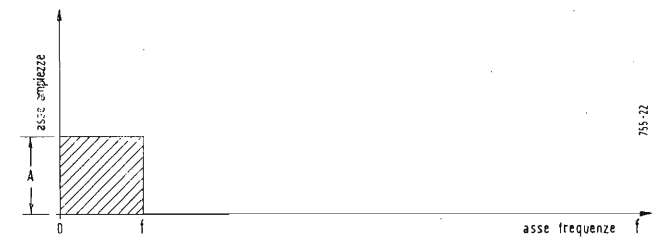



Fig. 20 - Spettro continuo di ampiezza uniforme e limitato alla frequenza f.

Fig. 21 - Spettro a distribuzione discreta.

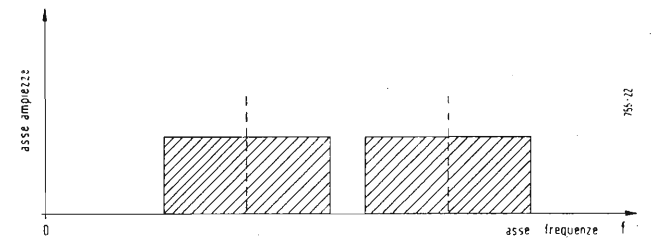



Fig. 22 - Spettro risultante.

in questo addendo sono contenute frequenze armoniche pari e dispari della frequenza d'immagine in quanto i numeri:

$$rK - 2n \qquad \text{ed} \qquad rK + 2n$$

con

$r = 1, 2, ...$
$n = 1, 2, ...$

possono essere pari o dispari.

3° tipo:

$$a_o \sum_1^\infty{}_n a_n \text{ sen } nK\omega_i t$$

in questo addendo sono contenute armoniche pari e dispari della frequenza di immagine.

4° tipo:

$$2a_o \sum_1^\infty{}_n a_n \text{ sen } (2n\omega_i t - 2\Psi_n)$$

in questo addendo sono contenute unicamente armoniche pari della frequenza di immagine.

Per quanto riguarda un'analisi qualitativa, come quella condotta sopra, il termine c) è perfettamente analogo al termine b).

In definitiva lo sviluppo totale si può pensare somma di tre sviluppi:

2) Sviluppo costituito da fondamentale 50 Hz e sue armoniche.

3) Sviluppo costituito dalla frequenza battimento.

Costituite ad esempio dai termini seguenti:

15.625 ± 100 Hz... ossia da frequenze spostate in più o in meno dalla frequenza di riga e dalle sue armoniche in guisa di bande laterali di un'onda modulata in ampiezza.

4.2. - Spettro del segnale di cancellazione.

Proseguendo la nostra analisi dettagliata sui singoli spettri componenti il segnale video completo si esaminerà ora lo spettro relativo al segnale di cancellazione. Sulla base di quanto detto a proposito della valutazione dello spettro del mente simile a quest'ultimo, o meglio, risulta assai semplificato. Dalle figure infatti risulta che il segnale di fig. 17, è il prodotto di due segnali (riportati in figg. 18 e 19) e quindi in modo simile al precedente lo spettro del segnale di cancellazione:

$$S_C = S_A \cdot S_B$$

è il prodotto dei due spettri parziali S_A ed S_B. E come prima:

$$S_A = a_o + \sum_1^\infty{}_n a_n \text{ sen } n\omega_r t + \sum_1^\infty{}_n b_n \cos n\omega_r t$$

$$T_r = \frac{2\pi}{\omega_r} = 64\ \mu \text{ sec} \quad \text{ed} \quad n = \text{numero intero}$$

$$S_B = a_o + \sum_1^\infty n a_n \text{ sen } n\omega_q (t - \tau) + \sum_1^\infty n \beta_n \cos n\omega_q (t - \tau)$$

Conducendo i calcoli in modo esattamente uguale al caso precedente si può giungere al risultato seguente. Lo sviluppo totale si può considerare composto da:

1) Sviluppo costituito dalla fondamentale di quadro o dalle sue armoniche.

2) Sviluppo costituito dalla fondamentale di riga e dalle sue armoniche.

3) Sviluppo costituito da frequenze multiple intere della frequenza di immagine. Esse sono del tipo generale che già si è incontrato:

$$f = (rK \pm 2n) \cdot f_i$$
$$r, n = \text{numeri interi}$$
$$K = 625$$
$$f_i = 50 \text{ Hz}$$

Delineata pertanto la fisionomia dello spettro del segnale di cancellazione, si può effettuare l'analisi spettrale del completo segnale video.

5. - SPETTRO DEL SEGNALE VIDEO COMPLETO.

In base alla [2] sarebbe ora perfettamente possibile, avendo esaminato gli spettri dei segnali componenti, effettuare la descrizione completa dello spettro del segnale video composito. Ma anzichè effettuare in dettaglio i relativi calcoli si preferisce presentare alcune considerazioni più espressive della fisionomia dello spettro cercato. Il primo termine della [2]:

$$S_v = S_{v1} S_{v2} + S_{v3} \qquad [2]$$

ossia S_{v1} S_{v2} risulta il prodotto di due sviluppi corrispondenti a due spettri dei quali S_{v1}, si può considerare praticamente continuo ed S_{v2} distribuito in modo discreto (le singole componenti sono a distanza finita l'una dall'altra sull'asse della frequenza). Si esaminino ora due segnali aventi come spettri (d'ampiezza) quelli in figg. 20 e 21.

Il caso semplice idealizzato sopra prospettato risulta particolarmente semplificato in quanto:

a) Si è supposto lo spettro a distribuzione perfettamente continua e limitato ad una ben determinata frequenza f. È chiaro che ciò corrisponde ad una pura astrazione matematica.

b) Lo spettro a distribuzione discreta ha la frequenza più bassa f_1 maggiore di f.

Nel nostro caso reale si è lontani da entrambe le situazioni a) e b) in quanto lo spettro dell'informazione pura video risulta a distribuzione, completamente causale, dipendendo dalla particolare scena ripresa, e si estende a frequenze più alte assai maggiori della frequenza più bassa dello spettro discreto. Cionondimeno si può mostrare col calcolo, l'indagine sperimentale dal canto suo conferma pienamente, che la struttura spettrale del segnale video completo si avvicina assai a quella della semplice schematizzazione sopra descritta. La sua distribuzioee risulta infatti, in specie per il campo alto di frequenze (da 1..2 MHz in su) chiaramente di tipo discontinuo. Precisamente ci sono le ampiezze maggiori a frequenze multiple intere di quella di riga affiancate in modo simmetrico da ampiezze relativamente minori (in guisa di portante e laterali in modulazione semplice di ampiezza), e tra ogni gruppo e quello successivo di ampiezze vi è nello spettro intervallo libero. Questa fisionomia discontinua dello spettro è conseguenza pertanto della struttura semiimpulsiva istantanea del segnale video.

Una utile ed elegante applicazione di questa discontinuità spettrale del segnale video è stata fatta nella tecnica della televisione a colori sistema N.T.S.C. . Vengono utilizzati infatti, in base al suddetto sistema, gli spazi per così dire vuoti dello spettro del video completo corrispondente all'informazione in bianco e nero per trasmettere l'informazione cromatica. In ciò consiste il cosidetto principio dell'interlacciamento di frequenza ben noto nella tecnica della televisione a colori.

*

Una visione suggestiva di Parigi: a picco sui tetti della città le antenne dei ponti TM110 forniti dalla CSF alla Radiodiffusion Télévision Française.

Un metodo di prospezione mineraria basato sull'incidenza degli isotopi di ossigeno nei pressi dei giacimenti

Alcuni scienziati del Politecnico di Pasadena (California) hanno scoperto recentemente che la proporzione nell'ossigeno tra l'isotopo pesante (ossigeno 18) e quello leggero (ossigeno 16) varia direttamente con la sua distanza dai giacimenti minerari.

Oltre che nelle ricerche per precisare le origini della cresta terrestre, la nuova scoperta potrà essere messa a profitto, secondo l'autorevole geologo californiano Robert P. Sharp, per localizzare zone dove in seguito all'alterazione della roccia, vi è una grande possibilità di scoprire dei giacimenti di minerali.

La scoperta, ha affermato il dott. Sharp, potrebbe costituire la base di «uno dei più significativi contributi alla prospezione mineraria». (*u.s.*)

Collaudate le attrezzature del satellite Vanguard

Il Laboratorio Ricerche navali, che è incaricato di attuare la parte tecnica del progetto Vanguard per il lancio dei satelliti artificiali nello spazio durante l'Anno Geofisico Internazionale, ha annunciato che le attrezzature che saranno collocate nel satellite hanno felicemente superato il primo collaudo aereo durante una prova svoltasi sul terreno sperimentale di White Sands l'11 aprile.

Un razzo, del tipo Aerobee-H1, contenente gli strumenti che saranno collocati nel satellite, è salito ad un'altezza di 202,73 chilometri; il piccolo trasmettitore che fa parte delle attrezzature del satellite ha trasmesso regolarmente le letture degli strumenti relative alle temperature, alla pressione, all'intensità dei raggi cosmici e alla frequenza ed intensità delle collisioni con il pulviscolo meteorico. Questi dati sono di grande importanza non solo per quanto riguarda l'attuazione del programma dei satelliti, ma anche per gli studi in atto relativi alla progettazione di missili balistici.

Il lancio dell'Aerobee-H1 riproduce la prima parte del viaggio che il satellite compirà per raggiungere la sua orbita, ad una distanza oscillante tra i 321,8 e i 643,6 chilometri dalla terra. Il razzo ha raggiunto una velocità massima di 1.828 metri al secondo, velocità che corrisponde a quella preventivata per la prima delle tre fasi di lancio del Vanguard nello spazio. Esso non ha raggiunto però i 263,7 chilometri che costituiscono il record di altezza per razzi raggiunto nel giugno scorso da un altro tipo di razzo Aerobee. (*u.s.*)

Simultaneità delle scoperte scientifiche

Una notizia diramata di recente da una agenzia della Germania Orientale dimostrerebbe come le scoperte ed i progressi scientifici vadano maturando pressochè contemporaneamente in paesi anche assai lontani l'uno dall'altro.

Come è noto, scienziati del Rockefeller Institute in collaborazione con l'ospedale dell'Ente Reduci di New York e della Radio Corporation of America, hanno creato una radio di dimensioni così minuscole da poter essere inghiottita come una pillola. La piccola radio lungo il suo percorso nello stomaco e nell'intestino trasmette segnali che vengono registrati da un oscillatore a modulazione di frequenza e captati da un apparato ricevente.

L'agenzia tedesca riferisce che due scienziati, il prof. Von Ardenne, scienziato atomico, e il prof. Sprung, direttore della clinica chirurgica dell'Accademia di Medicina di Dresda, avrebbero messo a punto un apparecchio quasi identico. (*u.s.*)

Nuovo strumento per il rapido esame del sangue

Il metodo di esame del sangue mediante il microscopio, laborioso e relativamente impreciso, è ormai superato grazie alla creazione di un nuovo strumento in grado di contare assai rapidamente i globuli rossi e bianchi.

Lo strumento non contiene alcuna «camera emocitica» — che dà inevitabilmente luogo ad errori di riempimento e calibratura — ma incorpora invece una sezione a «flusso fluido» per il conteggio, suggerita dal dottor Crosland-Taylor dell'Istituto di Patologia Bland-Sutton, di Londra. In tale «camera» di conteggio l'acqua entra a bassa velocità intorno a un tubo capillare ed accelera progressivamente sino a che lascia la «camera» attraverso una piccolissima apertura posta all'estremità di un tubo capillare superiore. Un noto volume di campione di sangue diluito viene fatto uscire a bassa velocità dal tubo capillare inferiore e le cellule sanguigne, entrando nella sempre più veloce corrente d'acqua, vengono tratte all'infuori di una fila lunga, sottilissima e monocellulare. Poco prima di raggiungere il getto superiore, le cellule si trovano al punto massimo di separazione e vengono in quel punto viste attraverso un microscopio a proiezione che forma un'immagine di ciascuna cellula sanguigna su di un tubo foto-moltiplicatore. Ciascun globulo viene a trovarsi nella «camera di conteggio» per circa 10 millesimi di secondo ed in tale periodo di tempo non ha luogo emolisi. Nel giro di 10 secondi possono essere contati 5000 globuli rossi e 500 globuli bianchi. Nonostante tale rapidità, l'approssimazione registrata è del 3 %.

I volumi sono determinati dall'uso di due serie di pompe montate su di un comune telaio nell'interno dello strumento; la scelta di uno o l'altro dei volumi avviene mediante un interruttore. Come accessorio dello strumento si ha un oscilloscopio di controllo che, sebbene non sia necessario per il buon funzionamento dell'apparecchio, lo facilita aiutando la messa a fuoco delle lenti ed assicurando una costante visuale dell'operazione. (*u.b.*)

Macchina elettronica automatica per la lavorazione delle lamiere

Alla Mostra dell'Elettronica e dell'Automazione (svoltasi a Londra dal 7 al 17 maggio) è stata presentata un'originale macchina automatica a controllo elettronico capace di compiere operazioni di trapanatura, disegno, marcatura e puntatura su lamiere di ogni tipo e materiale. Si ritiene trattarsi della prima macchina di questo genere in Europa. Sebbene sia stata costruita inizialmente per particolari applicazioni nell'industria elettronica, la macchina può essere impiegata con considerevole economia di tempo e denaro in qualsiasi industria che richieda lavori di precisione su lamiere.

La macchina consiste di un banco di lavoro, di un porta attrezzi con cavalletto, nonchè dei circuiti elettronici di controllo. Il funzionamento è estremamente semplice e può essere diretto da personale non specializzato. Il cavalletto ha un asse longitudinale di 76 cm, e quello del porta-attrezzi è di mezzo metro. Gli assi X e Y relativi alle operazioni possono essere fissati elettronicamente in qualunque parte della zona di lavoro. Una volta fissate tali linee, la «testa» dell'attrezzo può essere messa automaticamente in posizione semplicemente selezionando sui quadranti le coordinate X e Y. Messo in azione il motore, l'operazione ha luogo con un controllo del movimento al duemillesimo di mm: trovata la posizione esatta, la testa dell'attrezzo viene abbassata e la punta inizia il suo lavoro. (*u.b.*)

Uno sviluppo nel campo del radar usato negli aeroporti

In Gran Bretagna è stato ideato un nuovo metodo per sottoporre a verifica il funzionamento degli attrezzi radar usati negli aeroporti relativamente agli aerei in arrivo.

Il sistema attualmente in uso richiede l'impegno di un aereo specialmente attrezzato, che deve eseguire fotografie verticali dei segni dipinti sulla pista. Applicando una tecnica sviluppata altrove, il sig. H. Keeling, del Ministero dei Trasporti e dell'Aviazione Civile di Gran Bretagna, ha ideato e perfezionato un metodo di calibrazione con una macchina fotografica posta sul suolo, presso il punto in cui ha luogo l'atterraggio. Questa fotografa gli aerei in arrivo per determinarne l'altezza e il percorso, mentre viene presa per confronto una fotografia sincronizzata dello schermo radar.

La macchina fotografica sul suolo rende superfluo l'uso di un aereo per le verifiche. Inoltre, essa consente un controllo più esatto, ed è più prontamente disponibile in particolari aeroporti per l'uso normale o in casi di emergenza. (*u.b.*)

Il primo telefono pubblico britannico tra navi e la terraferma

Il primo radiocollegamento ad altissima frequenza del Ministero delle Poste di Gran Bretagna, che consente alle navi di mettersi direttamente in comunicazione con i circuiti telefonici della terraferma, è stato inaugurato recentemente con tre telefonate — una delle quali diretta a New York — da parte di una motolancia navigante sul fiume Clyde, nell'ovest della Scozia.

Noto sotto il nome di «General Post Office VHF Public Correspondence Channel On The Clyde», il nuovo collegamento permetterà agli ufficiali delle navi di porsi rapidamente in contatto con le direzioni dei porti e le compagnie per cui lavorano, mentre i passeggeri potranno telefonare agli amici sulla terraferma.

La prima chiamata dalla motolancia, la «Ben Challenger», è stata fatta dal sig. A.G. Robertson, direttore delle Poste scozzesi, che ha parlato col sig. Kenneth Thompson, vicedirettore delle Poste britanniche, in quel momento a Liverpool. La seconda telefonata è stata diretta al presidente della «Pye», di Cambridge, che ha costruito ed installato l'attrezzatura. La terza chiamata telefonica dalla motolancia è stata fatta dal suo capitano, che si è messo in comunicazione col capitano del battello di rifornimento «Massachusetts», nel porto di New York. Numerosi costruttori navali e armatori hanno presenziato alla cerimonia.

Il Ministero delle Poste di Gran Bretagna sta studiando i progetti relativi a quattro altri servizi radiotelefonici costieri, a Lands End, presso l'isola di Wight, nel North Foreland e sul fiume Humber. Il servizio sul Clyde viene svolto tramite un centralino automatico dell'isola di Bute, connesso alla rete telefonica nazionale.

La stazione sulla terraferma è la prima del genere a funzionare secondo i termini recentemente elaborati alla Conferenza Marittima Internazionale dell'Aja. L'installazione è basata sul modello con modulazione di frequenza della serie «Ranger» di radiotelefoni mobili della «Pye» ed impiega trasmettitori da 100 W. (*u.b.*)

Mostra delle calcolatrici elettroniche

È stato annunciato che dal 28 novembre al 4 dicembre 1958 avrà luogo all'Olympia di Londra una Mostra delle calcolatrici elettroniche. L'esposizione, che è la prima del suo genere in Gran Bretagna, sarà sotto gli auspici di un Comitato Misto della Corporazione per Radiocomunicazioni e dell'Ingegneria Elettronica, nonchè dell'Associazione Applicazioni per Ufficio e Attrezzatura. L'iniziativa è partita dalla Corporazione Nazionale per le Ricerche e lo Sviluppo.

La mostra costituirà una rassegna delle applicazioni delle calcolatrici elettroniche nei vari settori del commercio, dell'industria e della scienza.

Verranno presentati apparecchi per la raccolta automatica di dati, nonchè quelli a emissione ed immissione magnetica, stampatrici ad alta velocità e sistemi di telemetraggio. Le dimostrazioni comprenderanno quelle di sistemi per il controllo delle fabbriche, per le operazioni amministrative e le ricerche scientifiche.

Informazioni dettagliate in merito alla mostra possono essere richieste al seguente indirizzo: Radio Communication and Electronic Engineering Association, 11, Green St., London. W. 1. (*u. b.*)

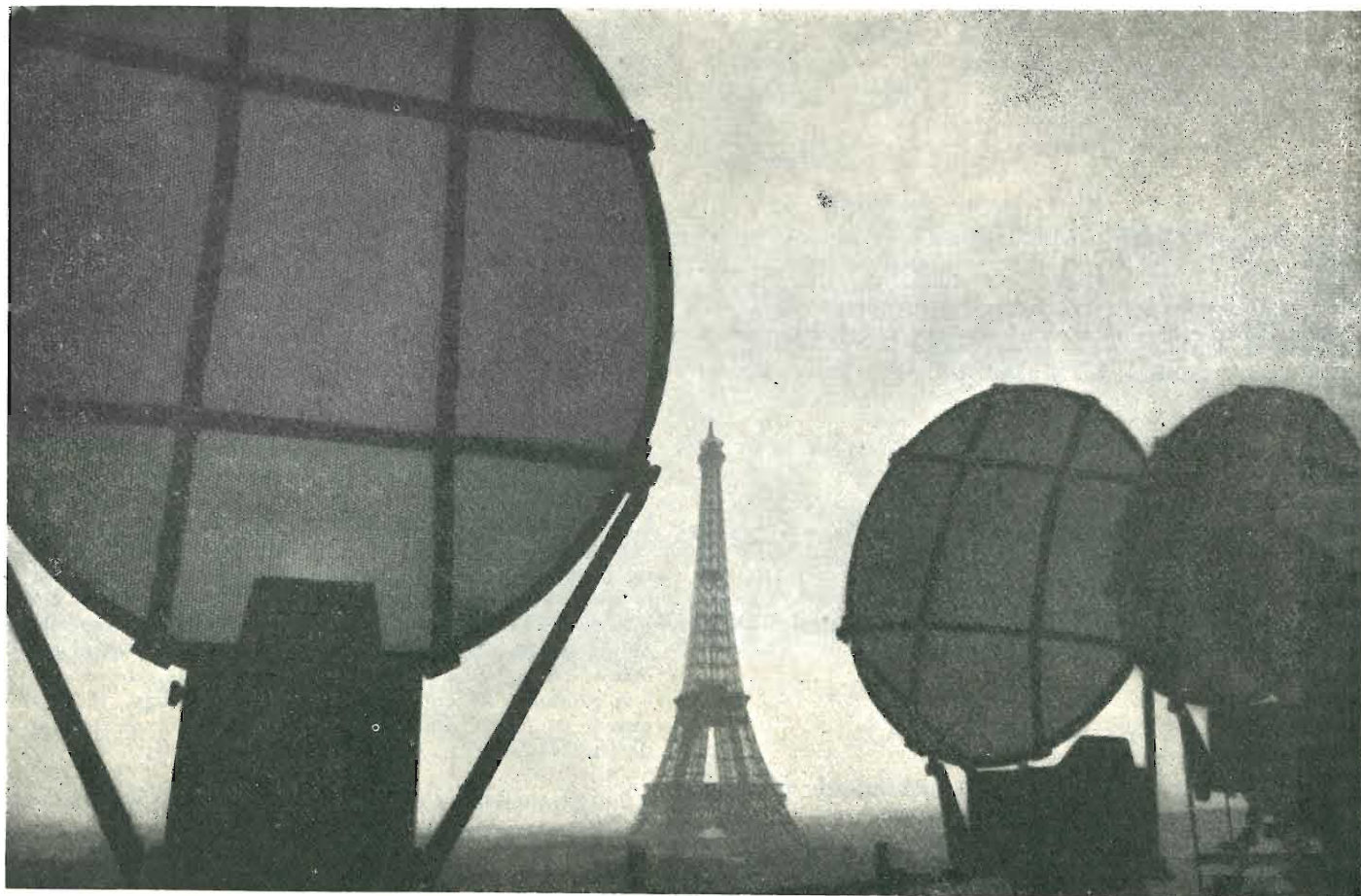



Fig. 1 - Aspetto esterno del ricetrasmettitore per VHF, Telekit VII.

Ricetrasmettitore per VHF*

a cura del dott. ing. Franco Simonini

La Ditta Iris Radio si è da tempo ormai specializzata nella produzione di serie sempre maggiori di radiotelefoni per gli impieghi più svariati; dal portatile del peso di solo 1,5 kg al ponte radio vero e proprio.

Si tratta di realizzazioni molto ben studiate dal punto di vista circuitale che non mancheranno di interessare una vasta gamma di lettori ivi compresi i radioamatori che sono sempre molto interessati alla realizzazione di apparati campali.

Il Telekit VII che qui descriviamo rappresenta un notevole passo in avanti rispetto al Telekit IV già descritto che non supera i 0,5 W di uscita ed emette radiofrequenza anche in ricezione disturbando gli altri collegamenti che si svolgono nelle vicinanze su lunghezze d'onda poco discoste o sulla stessa banda di lavoro del complesso.

Il collegamento d'altra parte si svolge molto più comodamente col Telekit VII a mezzo di microtelefono con pulsante di comando incorporato nell'impugnatura e commutazione ricezione-trasmissione a mezzo di un minuscolo ed efficente relé. Con questo apparato adatto per posizioni semifisse è possibile coprire notevoli distanze anche perchè le particolarità di impiego fanno sì che sia più agevole impiegare antenne di rendimento ben superiore al solito quarto d'onda tipo Marconi che di solito viene impiegato per le stazioni portatili.

(*) Costruito dalla Iris Radio, Milano.

1. - CARATTERISTICHE DELL'APPARATO

1.0.1. - *Trasmettitore.*

Gamma di frequenza: 29÷42 MHz; Tipo di emissione: A_3, A_2 (chiamata); Potenza di uscita: 0,7 W; Stabilità ± 0,01 %; Modulazione: 100 %; Risposta bassa frequenza: 200÷3500 Hz; Impedenza d'uscita: 50÷70 Ω; Tubi impiegati: ½ 3A5 oscillatore a quarzo, ½ 3A5 moltiplicatore, 1 3B4 finale, 1 3A4 modulatrice.

1.0.2. - *Ricevitore.*

Gamma di frequenza 29÷42 MHz; Circuito: superigenerativo con stadio di AF; Sensibilità: 2 μV; Risposta di bassa frequenza: 200÷3500 Hz; Potenza d'uscita: 10 mW; Impedenza d'ingresso AF: 50÷70 Ω; Tubi impiegati: 1 5678 amplificatore RF, 1 1T4 superigeneratore, 1 3A4 amplificatore AF.

1.0.3. - *Varie.*

Alimentazione: a batteria di pile, oppure con accumulatore a 2 V, oppure dalla rete universale o da accumulatore a 12 V; Antenna: a cannocchiale con innesto standard per cavo coassiale; Dimensioni: 9×25×15 altezza; Peso: 4,5 kg; Involucro: semimpermeabile: Commutatore Ric.-Trasm.: mediante pulsante sull'impugnatura del microtelefono.

Il ricetrasmettitore VHF « TELEKIT VII° » è un apparato portatile a basso consumo e piccola potenza studiato per collegamenti in simplex a brevi distanze per posti mobili, locomobili e fissi.

All'apparato possono essere infatti innestati tre tipi di alimentatori e cioè:

1) L'alimentatore tipo BP 1,5/714 che contiene N. 5 pile a torcia da 1,5 V e N. 2 pile parallelepipede da 67,5 V sistemati in appositi alloggiamenti con attacchi per una rapida sostituzione. L'autonomia è di circa 40 ore per servizi intermittenti.

2) L'alimentatore tipo BA 2/714 che contiene un accumulatore a 2 V-35 A/h e circuito elevatore di tensione con vibratore, con connettore per la ricarica e sportellino per la manutenzione dell'accumulatore. L'autonomia è in questo caso di circa 20 ore per servizi intermittenti.

3) L'alimentatore tipo AC 12/R che permette l'alimentazione direttamente dalla rete 110÷220 V oppure da una sorgente a 12 V c.c.

1.1. - Il circuito.

Il modo migliore per entrare in argomento per ciò che riguarda le caratteristiche circuitali del Telekit VII sta nell'effettuare un confronto col circuito del ricetrasmettitore già descritto (febbraio 1957, XXIX, 2, pag. 60).

Esso è costituito da un solo tubo doppio tipo 3A5 una sezione del quale autooscilla in trasmissione ed innesca in super-reazione in ricezione. Il circuito e le commutazioni relative sono molto ben studiate per raggiungere il massimo di efficenza nei due compiti che deve assolvere il triodo della 3A5, ma non è possibile anche con ciò evitare due piccoli difetti tollerabili comunque in una apparecchiatura del tutto portatile e per piccole distanze come il Telekit IV destinato a funzionare praticamente solo in coppia.

Il fatto che sia un autooscillatore a venir modulato di placca dà luogo ad una certa instabilità di frequenza sotto modulazione, instabilità tollerabile con circuiti riceventi a superreazione che possiedono una banda notevolmente larga ma suscettibile di dar luogo a gravi inconvenienti se a ricevere l'emissione è predisposto un ricevitore ad elevata selettività.

Il funzionamento in superreazione provoca l'irraggiamento da parre del ricetrasmettitore di treni d'onda smorzati. Se due ricevitori a superreazione si trovano a funzionare a breve distanza i due treni d'onda battono fra di loro dando luogo ad un fischio caratteristico di bassa frequenza che può seriamente disturbare la ricezione di segnali in arrivo di debole intensità.

Caratteristiche della superreazione è infatti quella di ricevere di due segnali sovrapposti sulla stessa frequenza solo quello di maggiore intensità. Può darsi quindi che i treni d'onda smorzati da parte di un ricevitore disposto nelle vicinanze e cioè di discreta intensità disturbino od eliminino del tutto la ricezione di un segnale proveniente da grande distanza.

Ebbene il Telekit VII provvisto d'altra parte di ben cinque valvole rispetto all'unica 3A5 del Telekit IV elimina anche questi difetti presentando così delle caratteristiche adatte al collegamento di grande stabilità anche su forti distanze con servizio a catena con più posti mobili o semifissi.

La distanza coperta infatti può notevolmente aumentare:

— se il posto fisso dispone di una stazione emittente di forte potenza collegato ad una buona antenna di notevole guadagno nella direzione desiderata.

— se il posto fisso dispone di un buon ricevitore di notevole selettibità e di basso rumore di fondo.

— se i ricevitori in superreazione dei posti mobili, come abbiamo visto, non si disturbino a vicenda riducendo per conseguenza la propria sensibilità.

Ne conseguono due condizioni di circuito che divengono così indispensabili vale a dire: emissione controllata a cristallo e stadio amplificatore di alta frequenza per il ricevitore a superreazione.

Come si può notare infatti dallo schema elettrico di fig. 2 la prima sezione a triodo di una 3A5 funziona come oscillatore a cristallo (nella banda 7,2-10,5 MHz). L'altra sezione della 3A5 quadruplica di frequenza e pilota direttamente con accoppiamento capacitivo il circuito di griglia del pentodo amplificatore finale 3B4.

Il circuito di placca dell'oscillatore a cristallo è composto di una bobina con nucleo in materiale ferromagnetico che risuona con le capacità distribuite dei collegamenti e con la capacità interelettrodica placca-filamento.

Dai tre circuiti di griglia (oscillatore, quadruplificatore, finale) sono derivate tre resistenze da 0,5 MΩ collegate dal lato freddo ad altrettanti terminali costituiti da condensatori ceramici passanti disposti verso massa a formare un circuito di filtro per l'alta frequenza. A questi terminali può venir collegato il puntale di un voltmetro a valvola per effettuare un controllo dei negativi base di griglia per il funzionamento in classe C degli stadi e per la regolazione delle sintonie relative (tensioni max per il massimo di sintonia).

In A si dovranno poter misurare da 15 a 20 V.

In B si dovranno poter misurare da 60 a 80 V.

In C si dovranno poter misurare da 15 a 23 V.

Si noti l'elevata tensione di negativo base necessaria per ottenere un basso angolo di circolazione per lo stadio quadruplicatore di tensione. Il circuito di placca della 3B4 è sostanzialmente un circuito tipo *pigreca* in quanto l'adattamento di impedenza dell'antenna a ¼ λ o della linea coassiale (50 Ω circa di resistenza di radiazione riportata) è ottenuto dividendo in due il condensatore di sintonia a formare un partitore capacitivo di rapporto 6 a 1 di impedenza.

Alla sintonia dello stadio finale (essa pure regolata tramite nucleo ferromagnetico) contribuiscono le capacità griglia-filamento e dello zoccolo del tubo 5678 (tipo subminiatura) funzionante nello stadio separatore amplificatore di alta frequenza che, come si vede, (di sposizione molto ingegnosa) sfrutta come proprio circuito di griglia lo stesso circuito di placca dello stadio finale.

Il circuito di griglia del tubo 5678 potrebbe infatti introdurre un certo carico ed una conseguente perdita di potenza se ogni emissione di elettroni non venisse impedita dalla commutazione del circuito dei filamenti del tubo stesso. In questo modo infatti si risparmiano per quanto possibile le batterie di filamento alimentando solo i tubi indispensabili ai circuiti di ricezione o di trasmissione.

Lo stadio separatore amplificatore permette tra l'altro di ottenere l'accoppiamento più conveniente tra circuiti di aereo e stadio di ricezione in superreazione. Quest'ultimo come tutti i circuiti a regime impulsivo, è infatti notevolmente critico al punto che generalmente non viene impiegato in circuiti di grande serie.

La reazione dello stadio di superreazione è ottenuta molto ingegnosamente con accoppiamento elettronico (ECO) bypassante convenientemente verso massa la griglia schermo della 1T4.

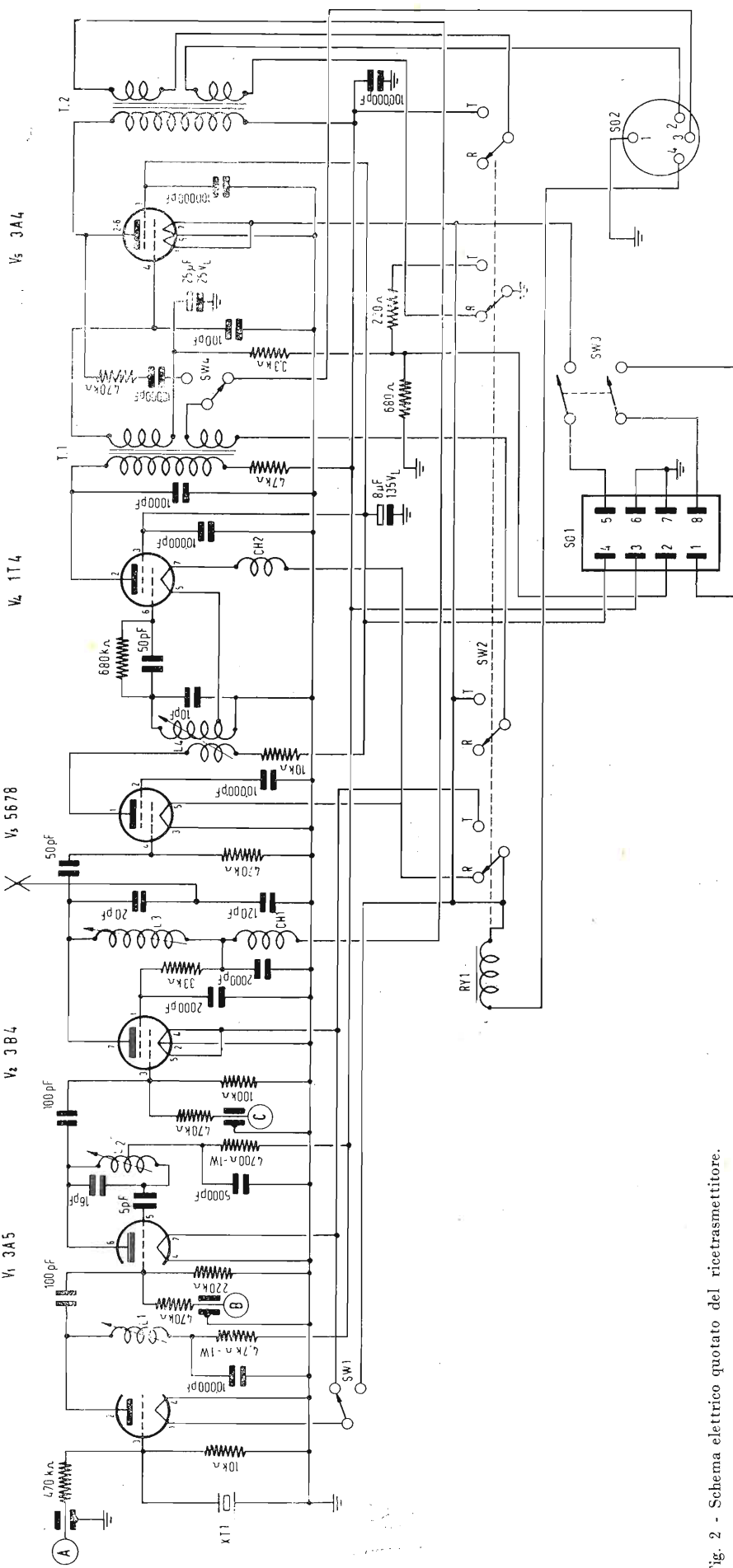
Dalla placca di questo tubo viene derivato verso massa un condensatore da 10.000 pF allo scopo di eliminare ogni traccia della frequenza di interruzione caratteristica del processo di superreazione.

L'accoppiamento con lo stadio di bassa frequenza è ottenuto con un trasformatore che permette:

— il migliore adattamento di impedenza e quindi un certo guadagno di amplificazione.

— l'accoppiamento del circuito microfonico tramite avvolgimento a parte (Sw_4 in posizione di riposo).

— l'innesco dello stadio di bassa frequenza con produzione di un segnale di modulazione (Sw_4 in posizione di lavoro) che ha il compito di segnalare al corrispondente in ricezione che è chiamato. In questo modo l'operatore non deve restare sempre all'ascolto ma solo nelle vicinanze dell'apparecchio.

L'innesco delle oscillazioni di bassa frequenza è ottenuto tramite un ritorno di segnale ottenuto con una resistenza ed un condensatore di accoppiamento (470 kΩ - 10.000 pF) ed il pulsante Sw_4 verso l'avvolgimento del trasformatore di entrata destinato al circuito microfonico. Il senso dell'avvolgimento è tale da dar luogo a 180° di sfasamento che sommati ai 180° dello sfasamento caratteristico del circuito griglia-placca permettono il ritorno del segnale in fase sì da provocare di conseguenza l'innesco.

In tal modo si elimina ogni commutazione di antenna (che richiederebbe complicazioni di circuito, contatti speciali isolati con ottimo materiale per il relè di commutazione ed in ogni caso introdurrebbe delle perdite) riconducendo ad una semplice commutazione della tensione di filamento.

La 3A4 è accoppiata all'auricolare del microtelefono ed alla 3134 amplificatrice finale di alta frequenza tramite un trasformatore di placca che realizza i necessari adattamenti di impedenza.

Tutte le commutazioni sono ottenute tramite un micro relè (RY_1) operante con quattro contatti di scambio. Tale relé viene comandato da un bottone a pressione nell'impugnatura del microtelefono. La polarizzazione dello stadio di bassa frequenza è ottenuto per caduta di tensione del ritorno negativo dell'alimentazione anodica. Dato che in trasmissione la corrente aumenta, un contatto di scambio del relè introduce una resistenza in parallelo a quella già prevista per la generazione del negativo di griglia in ricezione, in modo da operare una correzione di polarizzazione. Questi apparati anche se possono con vantaggio operare in collegamento con stazioni fisse generalmente vengono impiegati a coppia e predisposti quindi per il funzionamento isoonda.

Allo scopo di controllare, se al caso, periodicamente la sintonia del circuito di ricezione che, come abbiamo visto, è la più critica è predisposto nell'apparecchio un comando a bottone (Sw_4) che, in ricezione, inserisce l'alimentazione di filamento della sezione oscillatrice a cristallo della 3A5. Le armoniche del cristallo permettono di ottenere così un segnale col quale regolare la sintonia del ricevitore in corrispondenza della scomparsa del fruscio di superreazione.

Fig. 2 - Schema elettrico quotato del ricetrasmettitore.

2. - PRESTAZIONI DELL'APPARATO.

La potenza di uscita di 0,7 W è discreta per un complesso portatile ed in buone condizioni con antenna a $\frac{1}{4}$ λ (terreno aperto e stazioni in vista ottica in posizione sopra elevata rispetto al terreno) si possono anche superare i 6 km di portata.

L'impiego di un'antenna di maggior rendimento come un dipolo accoppiato ad un cavo coassiale (previsto appunto come eventuale corredo dell'apparato della Iris Radio) potrà migliorare la portata dell'apparato. Si tenga conto d'altra parte che la frequenza relativamente bassa impiegata ($29 \div 42$ MHz) consente buoni collegamenti anche se le stazioni non sono in portata ottica grazie alle condizioni di propagazione per diffrazione e per rifrazione da parte degli strati inferiori dell'atmosfera (troposfera). Non solo ma potrà capitare che pareti rocciose od altri ostacoli naturali diano luogo a riflessioni che permetteranno in molti casi collegamenti del tutto insperati.

In ogni caso la frequenza scelta è la più adatta alle stazioni portatili

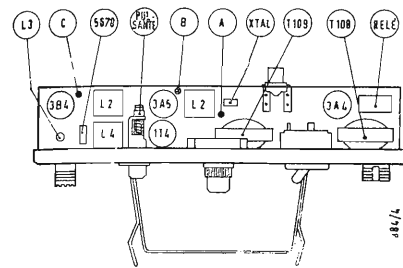



Fig. 3 - Disposizione dei componenti sul telaio.

in quanto non richieed antenne di dimensioni eccessive e d'altra parte non provoca una forte attenuazione da parte di ostacoli naturali ed artificiali (vegetazione, abitazioni, ecc.), come le onde meteriche.

Si dovrà comunque disporre l'ubicazione della stazione, nel caso di po-

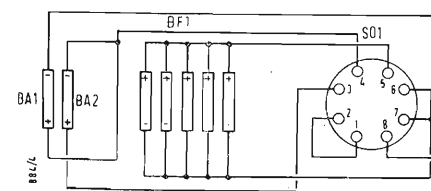



Fig. 4 - Collegamenti dell'alimentatore a batterie allo zoccolo SO_1

stazione semifissa, tenendo conto che (appunto perchè le radioonde impiegate per il collegamento vengono prevalentemente riflesse piuttosto che attenuate) il segnale che perviene all'antenna è composto da una certa percentuale di onde dirette e da un'altra percentuale di onde riflesse.

Le onde riflesse giungendo all'antenna con una fase diversa da quella dell'onda diretta possono infatti produrre attenuazione come pure rinforzo del segnale stesso nel caso che siano invece di fase molto vicina a quella dell'onda incidente in via diretta. Ne consegue che un piccolo spostamento di qualche metro nella posizione potrà dar luogo ad una ricezione sensibilmente migliore. La posizione che dà questi risultati andrà quindi ricercata volta per volta per tentativi fino ad ottenere l'ottimo di rapporto segnale disturbo. *

In produzione una nuova materia plastica ottenuta con il bombardamento di elettroni

La General Electric Company ha iniziato la produzione su vasta scala di una nuova materia plastica particolarmente resistente al calore e adatta ad applicazioni elettriche come isolante. La nuova sostanza differisce dalle materie plastiche polistileniche ordinarie per le sue catene molecolari allacciate mediante bombordamento di elettroni. L'allacciamento operato dagli elettroni conferisce a questa nuova sostanza una particolare resistenza al calore, e la rende adatta non soltanto alle applicazioni elettriche come isolante, ma anche ad altri impieghi commerciali.

L'attuale ritmo produttivo di 725.000 kg annui sarà portato entro due anni a 1.360.000 kg. (u.s.)

Forte aumento delle esportazioni radio britanniche

Le esportazioni di attrezzature radio britanniche nei primi tre mesi del 1957 — valutate in £ 10.800.000 — segnano un'espansione del 17 % rispetto al primo trimestre 1956 (£ 9.100.000).

Le esportazioni di marzo, ha annunciato il Consiglio della Radio industria, sono ammontate a 3.800.000 £, un aumento del 25 % rispetto al marzo dello scorso anno. Viene anche rilevato che le esportazioni di attrezzature britanniche per la riproduzione del suono nel primo trimestre 1957 hanno già superato il totale dell'intero 1952.

Analizzando le cifre di esportazione per il 1956, il Consiglio dichiarava che su un totale record di oltre 40.000.000 di £, attrezzature per un valore di 15.900.000 £ sono andate a paesi del Commonwealth Britannico, per un valore di 15.800.000 £ all'Europa, e per un valore di 3.900.000 £ al Nord America. (u.b.)

Attrezzature radio per il nuovo aereo « Comet IV »

Una delle più importanti ditte britanniche nel campo delle radiocomunicazioni installerà sul nuovo aereo « Comet IV », ordinato dalla « British Overseas Airways Corporation » per i suoi servizi australiani, sudafricani e dell'Estremo Oriente, uno dei più completi sistemi radio dati in dotazione ad un aereo.

L'installazione è stata progettata dagli ingegneri della « Marconi » — con la stretta collaborazione degli ingegneri della « De Havilland » e della « British Overseas Airways Corporation ». Essa soddisferà tutte le esigenze di un velivolo per passeggeri veramente moderno; comprenderà duplici installazioni di un nuovo indicatore automatico della direzione, un trasmettitore-ricevitore a canali multipli per comunicazioni ad alta frequenza, nonchè un trasmettitore-ricevitore per comunicazioni ad altissima frequenza.

Caratteristico di quest'impianto sarà un sistema per chiamate selettive, ossia un sistema che consentirà alle radio a terra di inviare segnali di chiamata che potranno esser ricevuti soltanto dagli aerei ai quali sono indirizzati. Grazie a questo sistema i piloti non saranno costretti ad ascoltare tutti i messaggi in arrivo. Questo sistema selettivo è l'unico ad essere costruito in Gran Bretagna. (u.b.)

Nuovo dispositivo elettronico di controllo per uso industriale

Alla « Instruments, Electronics and Automation Exhibition » (Londra, 7-17 maggio) è apparso per la prima volta in pubblico un nuovo dispositivo elettronico per controlli e registrazioni, capace di svolgere una grande varietà di processi industriali. È stato mostrato in funzione in un complesso automatico per pesare materiali.

Tale complesso era costituito da un trasportatore, di una tramoggia, di un sistema di alimentazione per materiali asciutti e di una bilancia da 9 kg, con disco graduato e fotocellule. Un trasduttore a cifre controllava automaticamente l'operazione di riempitura di determinati recipienti, in modo che in ognuno di essi venisse posto soltanto un peso di materiale calcolato in precedenza; l'operazione era, allo stesso tempo registrata mediante macchina da scrivere elettrica.

Vengono usati con questo dispositivo, trasduttori a cifre di vario genere per controllare le operazioni e contatori elettronici per registrare i quantitativi di materiali passati attraverso il complesso. (u.b.)

Impianti britannici per una centrale elettro-nucleare tedesca

Una società britannica si è assicurata il contratto per la fornitura della maggior parte degli impianti nucleari per la prima centrale atomo-elettrica tedesca. Il contratto riguarda la costruzione di attrezzature per un valore di oltre un milione 890 mila sterline; esso è stato assegnato congiuntamente alla Mitchell Engineering Ltd., di Londra, e ad una ditta americana sua associata, la A.M.F. Atomic Inc., di New York. La società inglese soddisferà circa due terzi delle ordinazioni.

La centrale sorgerà nella Ruhr, per iniziativa della Elektrizitatzwerk della regione renano-westfalica. La Mitchell Eng. Ltd. — che ha ottenuto l'ordinazione malgrado la concorrenza di sei società americane e di una tedesco-americana — costruirà i circuiti di vapore primari e secondari, la « cassetta » per il reattore, le tubature per lo scambio di calore ed altre attrezzature per la sezione prettamente nucleare della centrale. La società americana provvederà al nucleo, ai relativi congegni e strumenti. La parte edilizia sarà realizzata da una ditta tedesca. Complessivamente la centrale verrà a costare poco meno di quattro milioni di sterline. Essa entrerà in funzione alla fine del 1959, producendo 15 megawatt di energia elettrica e sviluppando 58 megawatt di calore. Il nucleo peserà complessivamente sei tonnellate, di cui 3,6 saranno di combustibile d'uranio leggermente arricchito con l'aggiunta di uranio fissile 235 e circa 2,4 tonn. di torio.

Il presidente della Mitchell ha precisato che la ditta ha ottenuto la grossa ordinazione per aver dimostrato di essere disposta a soddisfare le speciali esigenze della Germania nel campo dell'energia nucleare. (u.b.)

Strumenti e attrezzature per reattore atomico destinate all'Australia

La EKCO Electronics Ltd., di Southend, Essex, sta sottoponendo a prove gli strumenti da essa fabbricati per un reattore atomico sperimentale che sorgerà in Australia, il primo del genere che venga esportato dalla Gran Bretagna. Gli strumenti saranno quanto prima spediti alla volta di Lucas Height, una località presso Sidney, ove viene attualmente montato, dai suoi costruttori britannici, il reattore. Quest'ultimo è del tipo ad acqua pesante con combustibile d'uranio arricchito. Gli strumenti di misurazione, controllo e sicurezza saranno contenuti in una serie di pannelli raggruppati intorno al tavolo di controllo. Uno dei gruppi di strumenti misurerà e registrerà la situazione esistente nei circuiti del reattore, come ad esempio la pressione e la temperatura del « moderatore » all'acqua pesante. Un altro gruppo misurerà il flusso di neutroni in vari punti del reattore come pure il ritmo dei mutamenti di flusso e l'allontanamento da un livello prestabilito.

Tali informazioni saranno combinate con altre fornite da ulteriori congegni connessi con i numerodi meccanismi di controllo. Tale combinazione di informazioni sarà inserita in un terzo sistema che garantirà la sicurezza di funzionamento del reattore. Dei circuiti di controllo costruiti internamente assicureranno il giusto procedere dei movimenti dopo l'avviamento del reattore. Qualora tale « procedere » non dovesse verificarsi, il reattore non funzionerebbe. Esso potrà essere « spento » non appena saranno stati avvertiti automaticamente guasti di qualunque genere.

I vari punti dentro e all'interno del reattore saranno piazzati strumenti atti a misurare l'intensità dei raggi gamma e delle radiazioni di neutroni, per motivi di sicurezza per l'organismo umano. (u.b.)

Nastri Plastici per Registratori Magnetici

Progressi di una Tecnica in Continua Evoluzione

UNA STRISCIA di materia plastica coperta di ossidi magnetici, lunga complessivamente due miliardi di metri, ha reso possibile lo sviluppo di una industria che lo scorso anno negli Stati Uniti ha raggiunto un fatturato superiore ai dieci miliardi di dollari! Anche in Italia si sta sviluppando rapidamente questa industria e le iniziative si moltiplicano, dalle più modeste alle più impegnative. Oltre alle realizzazioni per hi-fi, si assiste ad un lancio crescente nel campo familiare e professionale. Recentemente una grandissima ditta italiana specializzata in meccanica d'alta precisione (macchine da scrivere, calcolatrici) ha messo in vendita un registratore magnetico concepito con i criteri di severità costruttiva di una macchina calcolatrice, ma di prezzo accessibile all'utente medio.

La rapidissima diffusione di questo mezzo di comunicazione è dovuta al numero sempre crescente di applicazioni della registrazione magnetica.

1. - MATERIALI PER I NASTRI

Oltre il 90 % della produzione d. nastro magnetico utilizza un supporto di acetato di cellulosa. Solo una piccola parte riservata per lo più ad usi speciali comporta l'uso di nuove resine poliesteri tereftaliche (il famoso mylar della Du Pont), che consentono spessori minori e maggior resistenza, ciò che è indispensabile per lunghe registrazioni su apparati « da tasca » o per usi scientifici per nastri « senza fine », destinati ad annunci pubblicitari o a comandi elettronici di macchine.

I primi nastri magnetici usciti nel dopoguerra mancavano di uniformità nelle caratteristiche, rendendo difficile la standardizzazione delle apparecchiature e le tecniche di registrazione. Inoltre la bassa tensione di uscita richiedeva una notevole amplificazione e la risposta alle alte frequenze una elevata velocità di trascinamento.

Dopo aver migliorato la qualità dell'ossido di ferro, la chiave dell'alta qualità di riproduzione fu lo sviluppo di nuovi metodi di deposizione del sottile strato di ossido. Le tolleranze di spessore di questo strato debbono essere assai ristrette per ottenere uniformità di riproduzione. Questo fattore è assolutamente indispensabile per nastri destinati a portare due o più « tracce » al fine di aumentare la durata di riproduzione.

La disuniformità di spessore porta inoltre a saltuari allontanamenti dello strato magnetico dalla testa di riproduzione, ciò che porta ad una diminuzione del segnale. Basta un nodulo di ossido agglomerato di pochi micron per causare una diminuzione avvertibile. L'uniformità viene ottenuta con particolari impasti di ossido di ferro e tecnologie di deposizione; inoltre l'eliminazione della polvere negli ambienti di preparazione e la dispersione e filtrazione delle particelle di ossido hanno migliorato grandemente le caratteristiche. Una speciale superfiltrazione elimina le particelle di dimensioni superiori ai 5 micron. Inoltre il nastro viene controllato elettricamente nei confronti dell'uniformità di spessore e del rumore di fondo risultante.

I leganti dell'ossido sono ottenuti da opportune resine sintetiche a base vinilica o acrilica, sciolte in adatto solvente. Un trattamento termico a temperatura moderata consente l'uniforme essiccazione dello strato magnetico.

Nella marca « Scotch Tape » è fatto uso anche di una vernice a base di siliconi, che impregna lo strato magnetico e consente una continua autolubrificazione, che produce un basso coefficiente d'attrito contro la testa magnetica (ciò che ne aumenta la durata).

Nella produzione del nastro, il laminato base (acetato di cellulosa od altra resina) è fornito in rotoli di 60 cm circa di larghezza, coperto dallo strato magnetico e successivamente tagliato nelle larghezze richieste. La larghezza normalizzata è di 1/4 di pollice (6,35 mm). Vengono tuttavia prodotti nastri da 1/2 pollice (12,7 mm), 3/4 di pollice (19,1 mm) ed 1 pollice (25,4 mm), per applicazioni scientifiche o commerciali. Negli Stati Uniti è anche comune un nastro di 3 pollici (76,2 mm) per il controllo continuo delle emissioni radio sulle intere 24 ore.

Il nastro standard di acetato di cellulosa ha un carico di rottura a trazione di 2,5 ÷ 2,7 kg ed un allungamento a rottura del 20 ÷ 25 %.

Il nastro di mylar ha un carico di rottura al di sopra dei 9 kg. L'allungamento di tale nastro è molto piccolo e molto stabile rispetto a cambiamenti di umidità e temperatura.

Lo strato base di acetato di cellulosa è di 36 ÷ 37 micron, portato a 46 ÷ 50 micron dalla applicazione di 12 micron circa di strato magnetico. Le attuali ricerche tendono ad assottigliare il rapporto di acetato di cellulosa e lo strato magnetico. Sono già in commercio nastri che consentono, nelle bobine standard, una lunghezza del 50 % superiore. Si ha inoltre un responso acustico migliore perchè il nastro si adatta in modo migliore alla testa riproduttrice. Una caratteristica interessante è quella di fornire il nastro con proprietà adesive, in modo da consentire rapide giunte e montaggi. Uno speciale adesivo sensibile alla pressione raggiunge lo scopo, senza peraltro ingommare la testa magnetica.

La riproduzione per mezzo di nastro magnetico punta ad una larga diffusione di nastri preregistrati, questa forma di registrazione si sta diffondendo negli Stati Uniti ed offre molti vantaggi nel campo delle lunghe riproduzioni. Ci sono due sistemi di « impressione multipla ». Il sistema della testa comune a più nastri incisi contemporaneamente e quello del nastro « pilota » che comanda molti registratori simultaneamente ad alta velocità.

Con questo ultimo sistema si possono così registrare in 8 ore fino a 2400 ore di riproduzione.

La perdita di qualità è assai ridotta, minore delle distorsioni introdotte da altri sistemi di riproduzione in serie di ogni tipo di registrazione.

Tra le realizzazioni dell'automazione ricordiamo il pilotaggio di macchine utensili per mezzo di nastri magnetici, che portano registrate le sequenze di operazioni.

Da molto tempo si parla (e promettenti applicazioni sono state fatte) della registrazione dei segnali « video » in nastri a bande multiple ad alta velocità. Se tale sistema potrà venir perfezionato si potranno immagazzinare immagini, senza necessità delle pellicole fotosensibili.

(dott. ing. Guido Clerici)

Trasmissione di immagini su linee telefoniche

La Bell Telephone Company della Pennsylvania ha dato in questi giorni una pubblica dimostrazione di un nuovo processo televisivo che permette la trasmissione di immagini in movimento a mezzo di linee telefoniche. Con il nuovo sistema è possibile trasmettere con chiarezza un'immagine fino ad una distanza di 24 chilometri. Secondo i tecnici della Bell, tale sistema potrà essere particolarmente utile per le industrie nelle quali è necessario un controllo continuo delle fasi di lavorazione ed anche per seguire il movimento del traffico nei centri urbani più congestionati. *(u.s).*

GUIDA RADIOFONICA DELLE STAZIONI AD ONDA LUNGA EUROPEE

Vi pubblichiamo un aggiornamento delle stazioni ad onda lunga europee. Nel nostro numero di Dicembre 1956 vi avevamo dato il completo elenco di tutte le stazioni ad onda lunga e media della zona europea aggiornato alla fine di Novembre 1956. I dati che vi forniamo sono da considerarsi aggiornati alla fine del mese di Maggio 1957.

I punti interrogativi da noi messi nelle colonne della potenza erogata e nella frequenza media impiegata stanno ad indicare che non abbiamo dati precisi da segnalarvi circa tali misure ma con certezza la stazione segnalata è effettivamente quella intercettata.

La nota (1) indica le stazioni extraeuropee che irradiano oltre il meridiano 40° Est.

Le stazioni segnalate sono quelle varie delle pubblicazioni ufficiali e le misure delle frequenze medie impiegate sono quelle del Centro Tecnico di Bruxelles (U.E.R.). *(Micron)*

Canale	Frequenza nominale	Lunghezza d'onda in metri	Stazione	Stato	Potenza kW	Frequenza media impiegata
1	2	3	4	5	6	7
			ONDE LUNGHE DA 150 A 285 kHz			
1	155	1935	Amburgo NDR	Germania R.F.	50	150.997
			Petropavlosk (1)	U.R.S.S.	20	150.999
			Mosca 1° programma	U.R.S.S.	500	150.999
			Brasov (Stalina)	Romania	150	155.001
			Tromsoe	Norvegia	10	155.027
2	164	1829	Taschent (1)	U.R.S.S.	50	163.999
			Tchità (1)	U.R.S.S.	20	163.999
			Allouis	Francia	250	164.000
			Non identificata	U.R.S.S.	?	171.000
3	173	1734	Monaco di Baviera	Germania R.F.	1000	173.001
			Mosca 1 RW 1315 (2)	U.R.S.S.	500	173.005
			Berlino (K), (saltuaria)	Germania R.D.	?	?
4	182	1648	Alma-Atà (1)	U.R.S.S.	10	181.995
			Lulea	Svezia	10	182.000
			Reyk|avik	Islanda	100	182.001
			Ankara	Turchia	120	182.013
			Deutschlandsender	Germania R.D.	100	184.998
			Europa 1ª (Felsberg)	Saarre	200	185.011
5	191	1571	Tbilissi (1)	U.R.S.S.	35	190.999
			Motala	Svezia	150	191.000
6	200	1500	Droitwich	Inghilterra	400	200.000
			Mosca (3)	U.R.S.S.	100	200.000
			Irkoutsk	U.R.S.S.	20	200.006
			Kabarovsk	U.R.S.S.	20	200.006
7	209	1435	Kiev I	U.R.S.S.	150	208.997
8	218	1376	Oslo	Norvegia	200	218.000
			Baku (1)	U.R.S.S.	10	218.001
			Krasno|arsk	U.R.S.S.	50	218.001
9	227	1322	Varsavia I	Polonia	200	227.000
10	236	1271	Lussemburgo	Lussemburgo	500	232.995
			Leningrado I RW 1316	U.R.S.S. (2)	100	236.000
			Jakutsk (1)	U.R.S.S.	?	?
11	245	1224	Kalundborg	Danimarca	150	245.001
			Vladivostock (1)	U.R.S.S.	10	?
12	254	1181	Lahti	Finlandia	200	254.000
			Stalinabad (1)	U.R.S.S.	10	?
13	263	1141	Koenigswusterhausen	Germania R.D.	150	262.999
			Mosca II RW 1318	U.R.S.S. (4)	150	263.000
14	272	1103	Praga 2ª	Cecoslovacchia	200	271.992
			Novosibirsk (1)	U.R.S.S.	100	272.001
15	281	1068	Minsk	U.R.S.S.	100	281.000
			Ulan-Udè (1)	U.R.S.S.	10	?
			BANDA DI DEROGAZIONE DA 420 kHz A 525 kHz			
—	420	724	Oestersund	Svezia	15	419.999
—	433	693	Oulu	Finlandia	10	433.000
—	520	577	Braunschweig NDR	Germania R.F.	2	520.000
			Bayreut BR (notte)	Germania R.F.	0.3	520.000
			Nurberg BR (giorno)	Germania R.F.	5	520.000
			Kempten BR	Germania R.F.	0.3	520.000
			Passau BR	Germania R.F.	0.3	520.000
			Wurzburg BR	Germania R.F.	0.4	520.000
			Joensuu	Finlandia	1	520.004
			Eisenkappelle	Austria	0.05	520.000
			Greifenburg	Austria	0.05	520.000
			Innsbruck-Aldrans	Austria	10	520.000
			Landeck	Austria	0.05	520.000
			Lienz	Austria	0.08	520.000
			Gottbus	Germania R.D.	20	520.000
			Saarow-Beeskow	Germania R.D.	5	520.000

(Micron)

NOTE:

(1) Extraeuropea.

(2) Trasmette dalle ore 04.00 alle ore 11.00 il primo programma e dalle ore 12.00 alle ore 13.00 il secondo programma.

(3) Trasmette dalle ore 08.00 alle ore 11.30 nei giorni feriali e 06.45 alle ore 13.00 alla domenica il secondo programma.

(4) Trasmette dalle ore 04.00 alle ore 23.00 (Sa-Do ore 24) il secondo programma.

Altre trasmissioni russe avvengono sulle lunghezze d'onda seguenti:
320 kHz Syktyvkar; 340 kHz Mosca II - Khabaeovsk (17.20-23.00 Domenica); 362 kHz non identificata; 365 kHz Erivan; 375 kHz Sverdlovsk; 385 kHz Karkow (13.30-23.00); 390 kHz Omsk (RK); 400 kHz Taskent (13.45-23.00); 420 kHz (LK); 465 kHz non identificata.

Albania

Radio Tirana trasmette sulla frequenza di 38.20 metri (7850 kHz) alle seguenti ore: 18.30 Albanese, 19.00 Russo, 19.30 Turco, 20.00 Serbocroato. Sulla frequenza di 38,20 m e 44,00 (7850 e 6818 kHz) alle seguenti ore: 20.30 Greco, 21.00 Italiano, 21.30 Inglese, 22.00 Francese, 22.30 Albanese. Solo sulla frequenza di 44,00 (6818 kHz) alle seguenti ore: 23.00 Inglese 23.30 Francese. Sulla onda media di metri 221,1, (1358 kHz) alle ore 23 in italiano e greco.

Albania

« Radio Qyteti Stalin » è una nuova stazione albanese che emette dalle ore 16 alle ore 19 su circa 6675 kHz.

Belgio

È in aria un programma sperimentale in lingua inglese per il Nord e Sud America al Sabato dalle ore 00.15 alle ore 02.00 su 9705, 11850 (100 kW) e 9745 kHz (20 kW), 9655 kHz (OTC-50 kW).

Brasile

« Radio Sociedade da Bahia » da Salvador opera su 15125 kHz (ZYN31) dalle ore 10.00 alle ore 18.00 e su 11875 kHz (ZYN32) dalle ore 18.00 alle ore 05.00. Una nuova stazione trasmittente brasiliana è « Radio Vitoria » da Vitoria (Stato dello Spirito Santo). Essa opera su 5055 ed è udibile da circa le ore 23.00.

Giordania

La potenza esatta d'uscita delle stazioni della « Jordan Broadcasting Service » sono 677 kHz, 20 kW, 6521 kHz (1 kW), 1449, 6046, kHz (5 kW).

Isole del Capo Verde

« Radio Clube do Mindelo » usa la nuova frequenza di 3950 dal 2 Marzo 1957.

Israele

Dal 28 aprile Radio Israele « Kol Zion Lagolah » trasmette un programma in lingua italiana al sabato sera dalle ore 21.30 alle ore 21.45 su 9008 kHz. A partire dal 10 aprile sulla stessa frequenza viene trasmesso un programma settimanale denominato « Stamp corner » alle ore 21.45. Sembra che esista una trasmittente nuova (50 kW) che trasmette in parallelo con 9008 kHz sulla frequenza di 9555 kHz. Chiediamo ai radioascoltatori di darci notizie in merito ad un eventuale ascolto.

Londra

Trasmissioni in lingua albanese a Radio Londra a partire dal 1 Maggio 1957: 18.15-18.45 su 31, 25, 19 mb.

Svizzera

Vi diamo notizie del piano estivo dei programmi irradiati da Schwaerzemburg dal 1 Maggio al 31 Ottobre: Programma Europeo: dalla stazione HER3 6165 kHz pari a 48,66 m e HER4 9535 pari a metri 31,46. Giorni feriali dalle ore 6.15 alle ore 8.00; Lunedì-Venerdì 11.00-14.00 e 16.00-23.00; Sabato 11.00-23.40 e Domenica 07.10-23.40. Programma per l'Africa: Giorni feriali 06.15-08.00 e Domenica 07.10-08.00 su 17784 pari a metri 16,87; indi 11.00-13.30 su 13,94 e 11,70 (25640 kHz); 17.30-24.00 su 16,87 e 13,94 metri.

Il programma oltremare irradiato da Schwarzemburg è il seguente:

Australia	08.15-10.45	m. 25,28 16,87 11,70
Giappone	13.45-15.30	m. 19,60 13,94
India	15.45-17.30	m. 25,28 16,93
Africa	15.45-17.30	m. 16,87 13,94
Medio Oriente	17.45-19.30	m. 25,28 16,93
Inghilterra	19.45-21.30	m. 25,28 19,60
Spagna	21.45-23.30	m. 25,28 19,60
Sud America	24.00-01.45	m. 31,46 25,28 19,60
	04.30-05.00	m. 31,46 25,28
Nord America	02.30-04.15	m. 48,66 31,46 25,28
	05.15-06.00	m. 31,46 25,28 19,60

Vietnam

« Bureau de la Radiodiffusion Télévision Francaise » di Saigon trasmette un programma giornaliero di due ore a carattere culturale dalle ore 14.30 alle ore 16.30 con i trasmettitori del Vietnam su 962 kHz (12 kW) e 163 kHz. (1 kW).

(Micron)

Considerazioni sugli Impianti di Amplificazione Sonora ad Alta Fedeltà

L'Amplificazione Finale di Potenza

Si riporta un sommario studio analitico dell'amplificazione di potenza, almeno per quanto riguarda l'amplificazione sonora ad alta fedeltà. I risultati analitici sono basati su ipotesi semplificative che non inficiano però il carattere di generalità delle conclusioni alle quali si giunge.

dott. ing. Pierantonio Cremaschi

(quarto articolo di questa serie, parte seconda)

5. - CALCOLO GRAFICO DEI COEFFICIENTI DI DISTORSIONE DI UN AMPLIFICATORE DI POTENZA.(1)

Distorsioni, dovute alla non linearità della caratteristica anodica, sono sempre presenti in un amplificatore di potenza. Queste distorsioni dipendono dal punto di funzionamento del tubo elettronico. Nei triodi se la griglia viene mantenuta negativa rispetto al catodo, praticamente tutta la distorsione è dovuta alla seconda armonica. Con riferimento alla figura 17, che riporta una famiglia di generiche caratteristiche anodiche di triodi, nel caso di funzionamento in classe A, l'ampiezza della seconda armonica A_2 e l'ampiezza della fondamentale A_1 ed il loro rapporto d_2 espresso in %, possono essere facilmente calcolati con le seguenti formule:

$$A_2 = \frac{I_{max} + I_{min} - 2I_b}{4}$$

$$A_1 = \frac{I_{max} - I_{min}}{2}$$

$$d_2\,\% = \frac{I_{max} + I_{min} - 2I_b}{2\,(I_{max} - I_{min})} \times 100$$

dove:

I_{max} = valore massimo della corrente anodica.
I_{min} = valore minimo della corrente anodica.
I_b = valore della corrente anodica in assenza di segnale.

Nel caso dei pentodi o dei tetrodi a fascio, nel caso di forti distorsioni o quando la griglia viene portata ad un potenziale positivo rispetto al catodo in presenza di segnale, praticamente tutta la distorsione è data dalla seconda, dalla terza e dalla quarta armonica. Indicando queste con A_2, A_3, A_4, e con A_o la fondamentale con riferimento alla figura 18, si ha che:

$$A_o = \frac{I_{max} + I_{min} - 2I_b}{4}$$

$$A_1 = \frac{\sqrt{2}\,(I_2 - I_3) + I_2 + I_3 + I_b}{4}$$

$$A_2 = \frac{I_{max} + I_{min} - 2I_b}{2}$$

$$A_3 = \frac{I_{max} - I_{min} - 2A_1}{2}$$

$$A_4 = \frac{2A_o - I_2 - I_3}{2}$$

(1) TERMAN, F., *Radio Engineering Handbook*, McGraw Hill Book Co.

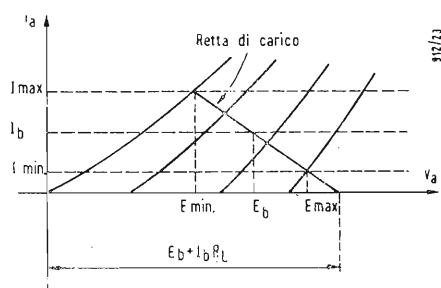



Fig. 17 - Caratteristiche anodiche di un triodo amplificatore con retta di carico (concavità rivolta verso l'alto). I simboli si riferiscono al calcolo grafico dei coefficienti di distorsione riportato nel testo.

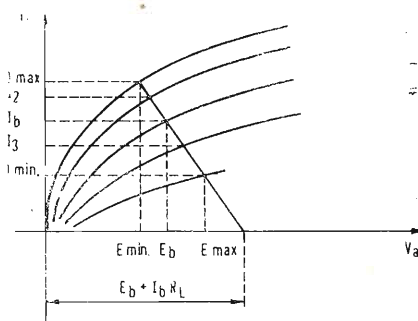



Fig. 18 - Caratteristiche anodiche di un tetrodo amplificatore con retta di carico (concavità rivolta verso il basso). I simboli si riferiscono al calcolo grafico dei coefficienti di distorsione riportato nel testo.

I_2 ed I_3 sono rispettivamente le correnti anodiche in corrispondenza della tensione di polarizzazione di griglia, aumentata o diminuita dell'ampiezza massima della componente alternativa della tensione di griglia moltiplicata per 0,707 $(1/\sqrt{2})$.

6. - CALCOLO ANALITICO DEI COEFFICIENTI DI DISTORSIONE NEL CASO DI TAGLIO DELLA ONDA SINOIDALE.

In figura 19 è riportata un'onda sinoidale con taglio netto per valori maggiori di A_{max}. Questo tipo di distorsione dovrebbe essere l'unico a verificarsi in amplificatori ben progettati per impianti ad alta fedeltà quando si oltrepassa la potenza nominale. Infatti mentre è possibile mediante la controreazione diminuire le distorsioni armoniche prodotte da non linearità della curva caratteristica anodica del tubo elettronico, non è possibile in alcun modo eliminare un eventuale taglio dell'onda sinoidale come quello riportato in figura 17. Questo può essere facilmente controllato in un amplificatore collegando all'uscita un oscillografo e all'ingresso un generatore di segnali sinoidali ed aumentando progressivamente l'ampiezza del segnale all'ingresso. Sullo schermo dell'oscillografo all'uscita l'onda sinoidale dovrà mantenersi di forma perfetta fino a quando per la saturazione del tubo elettronico l'onda appare tagliata. Nel caso dell'amplificazione in controfase si avranno due tagli netti sia per i valori positivi che per i valori negativi della tensione d'uscita perfettamente uguali. Nel caso di un solo tubo elettronico amplificatore si avrà taglio per saturazione da una parte e taglio per interdizione di griglia dall'altra.

Nel caso degli amplificatori a transistori il taglio netto che si verifica per segnali sufficientemente ampi, è dovuto all'inversione della polarizzazione del diodo al germanio collettore-base. Questo da valori elevati di impedenza passa a valori molto bassi e quindi si ha circolazione di una corrente i molto forte tra il collettore e la base, molto più forte di quella i_o diretta in senso opposto, normale di collettore. Questa corrente provoca un taglio netto del segnale con conseguente forte distorsione.

Nel seguito si riporta un rapido studio analitico dell'onda sinoidale tagliata (figura 19).

Sia l'onda sinoidale tagliata analiticamente definita da:

$$a = A_o \cos \omega t$$

per: $t_1 < t < 2\pi - t_1$

e da: $a = A_{max}$

per: $0 < t < t_1$ e $2\pi - t_1 < t \times 2\pi$

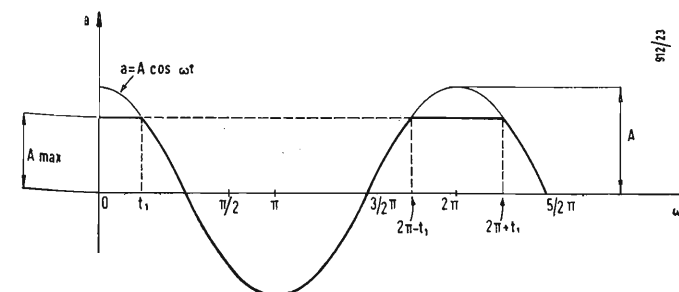



Fig. 19 - Onda sinoidale con forte distorsione dovuta a taglio per saturazione del tubo elettronico corrispondente ad un angolo 2 ωt_1. Vedi testo per il calcolo analitico dei coefficienti di distorsione.

Se si sviluppa questa funzione in serie di Fourier si ha che:

$$a = \frac{C_o}{2} + \sum_{1}^{\infty} c_n \cos n\,\omega t$$

dove:

$$c_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} a \cos n\,\omega t \; d\,(\omega t) =$$

$$= \frac{1}{n\pi} \left[\frac{\text{sen}\,(n+1)\,t'}{n+1} - \frac{\text{sen}\,(n-1)\,t'}{n-1} \right]$$

ad esempio per:

$t' = 20^\circ$ C $\quad a_2 = 0{,}86\ \%$ $\quad a_3 = 0{,}80\ \%$ $\quad a_4 = 0{,}73\ \%$

7. - RIDUZIONE DELLE DISTORSIONI MEDIANTE LA CONTROREAZIONE.

Si riportano nel seguito le conclusioni d'uno studio fatto dal Rowlands (2) non molto tempo fa e che sembrano all'autore molto interessanti. Già il Bode a pag. 79 del suo famoso libro « Network analysis and feedback amplifier design » accenna a questo problema ma dopo aver riportato la nota formula:

$$d'_o = \frac{d_o}{1 + \beta A}$$

dove:

d'_o = coefficiente di distorsione armonica in presenza di controreazione;
d_o = coefficiente di distorsione armonica in assenza di controreazione;
A = amplificazione in assenza di controreazione;
β = grado di controreazione (frazione della tensione d'uscita riportata all'ingresso);

afferma semplicemente che questa facile formuletta non può avere carattere generale.

In figura 21 si riporta una generica caratteristica anodica non lineare in assenza di controreazione. V_o è la tensione d'uscita e V_1 la tensione d'ingresso. La relazione che lega V_o con V_1 sia del tipo:

$$V_o = AV_1 + f(V_1)$$

dove:

A = pendenza della caratteristica V_1/V_o nel tratto lineare e cioè:

$$V_1 = \frac{1}{A} V_o + f(V_o)$$

in presenza di controreazione si ha che:

$$V_1 - \beta V_o = \frac{1}{A} V_o + f(V_o)$$

(2) ROWLANDS, R. O., Harmonic distortion and negative feedback, *Wireless Engineer*, giugno 1953.

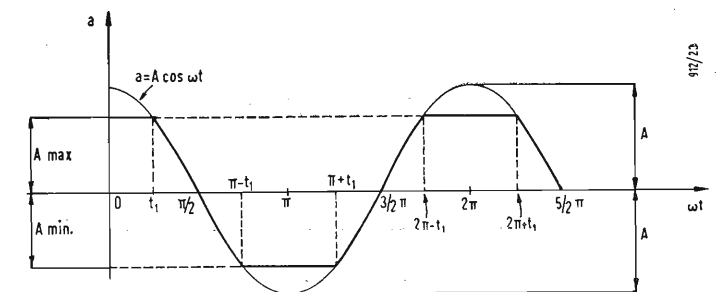



Fig. 20 - Onda sinoidale con forte distorsione simmetrica dovuta a taglio doppio per saturazione del tubo elettronico e per interdizione di griglia.

dove:

β = frazione della tensione d'uscita riportata all'ingresso con segno cambiato (grado di controreazione).

da cui:

$$V_1 = \frac{1 + A\beta}{A} V_o + f(V_o)$$

sia A_d l'inclinazione della curva V_1/V_o nella zona di distorsione:

$$A_d = \frac{d_o}{d_1}$$

dove:

d_o e d_1 sono le differenze fra i valori di V_o e di V_1 che si hanno realmente e quelli corrispondenti a distorsioni nulle.

Nella figura 22 si riporta la caratteristica di figura 21 in presenza di controreazione. La pendenza del tratto lineare è:

$$\frac{A}{1 + A\beta}$$

sia:

$$KL = \frac{d_o}{A}$$

$$PQ = HJ = d_1$$

Si fissi sulla caratteristica di figura 2 un punto S tale che:

$$UV = ST = KJ = d_o$$
$$RQ = d'_o$$

dove:

d'_o è la differenza fra i valori della V in presenza di controreazione corrispondenti alle reali distorsioni e in assenza di distorsione;

quindi si ha che:

$$\frac{UV}{QV} = \frac{A}{1 + A\beta}$$

$$QV = \frac{(1 + A\beta)\, d_o}{A}$$

poichè:

$$TV = SU = KL = \frac{d_o}{A}$$

si ha che:

$$QT = QV - TV = \frac{1 + A\beta}{A} d_o - \frac{d_o}{A} = \beta d_o$$

$$PT = PQ + QT = d_1 + \beta d_o$$

A questo punto è necessario per procedere oltre introdurre l'ipotesi semplificativa che i punti P, R e S si trovino su una medesima retta e quindi se ne deduce che:

$$\frac{RQ}{PQ} = \frac{ST}{PT}$$

e quindi:

$$d'_o = \frac{d_2 d_o}{d_1 + \beta d_o} = \frac{d_o}{1 + \beta \dfrac{d_o}{d_1}} = \frac{d_o}{1 + \beta A_d}$$

se si confronta questa formula ora calcolata con quella già data dal Bode e precedentemente accennata si osserva che al posto di A si ha ora A_d, vale a dire al posto della pendenza della caratteristica tensione d'ingresso — tensione d'uscita in assenza di controreazione — si ha la pendenza media fra i punti della caratteristica distorta considerata.

Naturalmente anche questa formula non è del tutto generale. Appare però chiaro che ad esempio nel caso di saturazione netta della caratteristica tensione di entrata-tensione d'uscita, essendo A_d molto piccolo, al limite nullo, non è possibile aumentando β, cioè la controreazione, ridurre la distorsione (vedi figura 23). È questo il caso classico, noto a tutti i tecnici di amplificatori, del taglio netto (clipping) dell'onda sinoidale che non è possibile eliminare anche con elevati gradi di controreazione.

È necessario a questo punto ricordare che la controreazione mentre può diminuire l'ampiezza delle armoniche generate nell'amplificatore a causa delle distorsioni introdotte nel segnale, genera armoniche di ampiezza piccola e di ordine superiore. Questo può essere intuito se si considera che le armoniche dovute alla distorsione sono mediante la controreazione riportate all'ingresso dell'amplificatore, e quindi vengono da questo nuovamente amplificate e distorte. Si hanno perciò all'uscita dell'amplificatore delle armoniche di armoniche e questo processo ancora si ripete per le nuove armoniche. In definitiva quindi l'applicazione della controreazione mentre da un lato porta alla diminuzione delle ampiezze delle armoniche, dall'altro genera delle armoniche nell'amplificatore stesso di ordine superiore che in genere sono molto moleste. Si ricorda infatti che le armoniche di ordine superiore prodotte da distorsioni sono assai più fastidiose all'orecchio dell'ascoltatore che non quelle di ordine inferiore anche se di ampiezza assai minore.

Teoricamente quanto intuitivamente è stato precedentemente spiegato può essere così dedotto come già riportato dal Rowland nel citato articolo.

Sia ancora V_o la tensione d'uscita e V_1 la tensione d'ingresso e la relazione che lega la V_o e la V_1 sia quadratica e cioè:

$$V_o = AV_1 + CV_1^2$$

Si riporti ora all'ingresso la tensione βV_o di controreazione. La relazione fra V_o e V_1 diventa:

$$V_o = A\,(V_1 - \beta V_o) + C\,(V_1 - \beta V_o)^2$$

Si moltiplichino ambo i membri per β e si risolve l'equazione di 2° grado prendendo come incognita $V_1 - \beta V_o$.

$$V_1 - \beta V_o = \frac{\{-(1+A\beta) \pm \sqrt{(1+A\beta)^2 + 4\,C\beta V_1}\}}{2\,C\beta}$$

Si osserva che delle due soluzioni ottenute quella con il segno meno è da scartare perchè porta valori negativi del segnale d'ingresso il che è assurdo.

Al fine di poter sviluppare in serie l'espressione di $V_1 - \beta V_o$ soprascritta, è necessario dimostrare che:

$$(1 + A\beta)^2 > 4\,C\beta V_1$$

ora si ha che, essendo A e β dei numeri reali:

$$(1 - A\beta) > 0$$
$$1 - 2\,A\beta + A^2\beta^2 > 0$$
$$1 + 2\,A\beta + A^2\beta^2 > 4\,A\beta$$
$$(1 + A\beta)^2 > 4\,A\beta$$

e quindi se:

$$A > CV_1\ ;$$

cioè se l'ampiezza delle armoniche non supera l'ampiezza della fondamentale all'uscita.

$$(1 + A\beta)^2 > 4\,C\beta V_1$$

Perciò è possibile effettuare lo sviluppo in serie:

$$V_1 - \beta V_o = \left\{-(1+A\beta) + (1+A\beta)\left[1 + \frac{2\,C\beta V_1}{(1+A\beta)^2} - \frac{2\,C^2\beta^2 V_1^2}{(1+A\beta)^4} + \frac{4\,C^3\beta^3 V_1^3}{(1+A\beta)^6} + \ldots\right]\right\} / 2\,C\beta =$$

$$= \frac{V_1}{1 + A\beta} - \frac{C\beta V_1^2}{(1 + A\beta)^3} + \frac{2\,C^2\beta^2 V_1^3}{(1 + A\beta)^5} + \ldots$$

Con semplici passaggi si ha che:

$$V_o = \frac{AV_1}{1 + A\beta} + \frac{CV_1^2}{(1 + A\beta)^3} - \frac{2\,C^2\beta V_1^3}{(1 + A\beta)^5} + \ldots$$

Aumentiamo ora il valore della tensione d'ingresso in modo da avere all'uscita la medesima tensione che si avrebbe in assenza di controreazione.

La nuova V'_1, cioè la nuova tensione d'ingresso, vale:

$$V'_1 = (1 + A\beta)\, V_1$$

allora si ha che:

$$V'_o = AV_1 + \frac{CV_1^2}{(1 + A\beta)} - \frac{2\,C^2\beta V_1^3}{(1 + A\beta)^2} + \ldots$$

Come si può ben vedere da queste espressioni della tensione all'uscita dell'amplificatore in funzione della tensione d'ingresso, la relazione che lega V_o e V_1 non è più solo quadratica ma contiene anche dei termini di ordine più elevato del quadrato. Questo mostra, come ben noto e come verrà ora dimostrato, che armoniche superiori al secondo ordine sono presenti nel segnale all'uscita in presenza di controreazione, mentre solo armoniche del secondo ordine erano presenti in assenza di controreazione. Infatti sia la tensione d'ingresso sinoidale:

$$V_1 = v \text{ sen } \omega t$$

Da ben note formule si ha che:

$$V_1^2 = v^2 \text{ sen}^2\, \omega t = \frac{1}{2} v^2\,(1 - \cos 2\,\omega t)$$

$$V_2^3 = v^3 \text{ sen}^3\, \omega t = \frac{1}{\ } v^3 (3 \text{ sen } \omega t - \text{sen } 3\,\omega t)$$

e quindi si dimostra quanto affermato e cioè che si hanno armociche del terzo ordine oltre a quelle del secondo ordine.

8. - CONCLUSIONI.

In questo articolo si è riportato un sommario studio analitico dell'amplificazione di potenza almeno per quanto riguarda l'amplificazione sonora ad alta fedeltà.

Le formule ricavate e le deduzioni analitiche sono state basate su ipotesi semplificative che non corrispondono, in generale, ai casi delle pratiche applicazioni.

Si osservi che questo modo di procedere è normale nello studio teorico dei problemi di pratica applicazione. I risultati delle deduzioni analitiche ci devono fornire una chiara visione del fenomeno e ci devono dare una indicazione dell'importanza delle varie grandezze in gioco che possono essere da noi variate in sede di messa a punto di un circuito. Vale a dire, se lo studio teorico di un circuito ci può fornire solo indicazioni qualitative dell'influenza dei parametri del circuito stesso nel funzionamento e nelle caratteristiche ottenibili, già questo studio deve essere considerato assai utile e certamente il tempo necessario per lo studio medesimo verrà largamente guadagnato nella maggior rapidità con la quale si riuscirà ad ottenere da un circuito determinate caratteristiche di funzionamento.

Naturalmente i vari manuali e i molti fogli illustrativi con applicazioni pratiche pubblicati dai fabbricanti di tubi elettronici e di transistori sono più che sufficienti per fornire al progettista i primi orientamenti sulla scelta dei componenti del circuito che deve essere realizzato. È necessario però che il progettista conosca a fondo i principi di funzionamento del circuito che deve realizzare al fine di potere,

(il testo segue a pag. 287)

Fig. 21 - Tensione d'ingresso in funzione della tensione d'uscita in un amplificatore non controreazionato. Notare gli scostamenti d_1 e d_0 dalla retta corrispondente ad una relazione lineare fra la tensione d'ingresso e quella d'uscita.

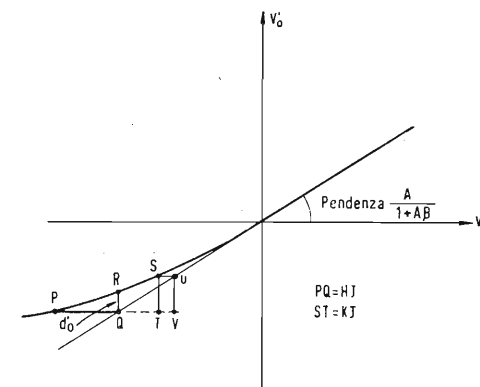



Fig. 22 - Tensione d'ingresso in funzione della tensione d'uscita in un amplificatore con controreazione.

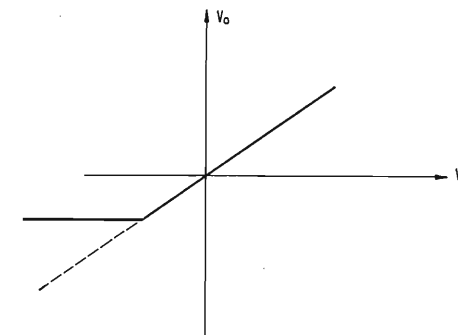



Fig. 23 - Caso teorico di relazione, tra la tensione d'ingresso e quella d'uscita di un amplificatore, lineare con una discontinuità in corrispondenza della interdizione di griglia.

Amplificatori Magnetici

Dopo la prima parte (« l'antenna », *aprile* 1957, XXIX, 4, *pag.* 172) *in cui si è parlato dei principi di funzionamento degli amplificatori magnetici statici e si sono descritti i vari tipi di questi organi, che tanta importanza stanno ora assumendo, specialmente nella tecnica della regolazione, si accenna ora alla tecnologia dei componenti e si discutono i parametri che servono a specificare il funzionamento di un amplificatore magnetico.*

dott. ing. Gustavo Kuhn

(parte seconda di due parti)

3. - TECNOLOGIA DEI COMPONENTI.

3.1. - Trasformatori saturabili.

Esaminando anzitutto la questione dei trasformatori saturabili. Un ruolo molto importante è rappresentato dal materiale costituente il nucleo e dalla lavorazione meccanica di esso.

Qui di seguito ne elencheremo alcuni tipi, in ordine decrescente di qualità magnetiche.

3.1.1. - *Nuclei anulari in permalloy o altre leghe al nichel laminate in nastro.*

Sono usati per piccoli amplificatori magnetici, con tempi di intervento molto breve, e sempre nel caso di alimentazione a frequenza più elevata delle solite frequenze industriali. Si ricorre a trasformatori toroidali, che sono tuttavia di più difficile realizzazione meccanica, perchè essi assicurano un rendimento maggiore, e la loro forma riduce il flusso disperso, semplificando il problema della schermatura quando si abbiano più trasformatori contigui. Questa forma del nucleo è anche la migliore nel caso del permalloy, che come si è detto, vedrebbe degradare le sue caratteristiche magnetiche durante una lavorazione meccanica di tranciatura, e abbisognerebbe in seguito di complicate operazioni di ricottura. Il nucleo anulare infatti, si ottiene semplicemente bobinando del permalloy in nastro come si trova normalmente in commercio.

3.1.2. - *Lamierini in leghe speciali* (come per esempio il tipo americano TRANCOR XXX). Questi lamierini ferrosi in leghe speciali hanno raggiunto caratteristiche magnetiche comparabili a quelle del permalloy e delle leghe al nichel. Dato il loro prezzo non proibitivo, essi si impiegano anche in amplificatori magnetici di potenza abbastanza rilevante. Poichè gli avvolgimenti toroidali hanno, in generale un basso fattore di riempimento, specialmente se effettuati con filo di diametro rilevante, si è cercato di ovviare a questo inconveniente con nuclei la cui forma si approssima soltanto a quella anulare. Abbastanza recentemente si sono anche impiegati dei nuclei, sempre bobinati, che vengono quindi tagliati, per potervi infilare gli avvolgimenti eseguiti a parte. Quindi la giunzione del nucleo è fatta sotto una pressa per ridurre al minimo il traferro che inevitabilmente si crea, e con iniezione di collanti speciali. Questo sembra un sistema destinato a trovare sempre più larga applicazione.

Per ovviare agli inconvenienti dei nuclei anulari chiusi, si sono anche studiate le più svariate forme di nuclei scomponibili, formati da lamierini tranciati.

3.1.3. - *Lamierini normali da trasformatore.* I suddetti lamierini al silicio trovano applicazione negli amplificatori di grande potenza. Hanno bisogno di un maggior numero di amperspire per la saturazione.

La caratteristica di magnetizzazione è in generale ben lungi dall'essere lineare, ed il ginocchio di saturazione è poco pronunciato. Tutti questi fattori si riperquotono in una minor amplificazione di potenza ottenibile. Qualche cosa si guadagna nelle proprietà magnetiche, in particolare sulla permeabilità massima, effettuando la laminatura a freddo, che è però più costosa di quella a caldo.

L'influenza del traferro che sempre esiste in nuclei scomponibili, si diminuisce studiando delle forme opportune di tranciatura e facendo i gioghi del trasformatore di sezione maggiore delle colonne, dell'ordine di due volte tanto.

3.2. - Raddrizzatori.

Si fa uso in generale dei raddrizzatori metallici, realizzando sovente dei gruppi in serie ed in parallelo, per raggiungere i valori di corrente e di tensione inversa desiderati. Se si vuole sfruttare in pieno la pendenza elevata della caratteristica di magnetizzazione dei nuclei in permalloy o leghe speciali, occorre ricorrere a piastre con la massima resistenza inversa, e ciò per diminuire la corrente demagnetizzante che circola a causa della resistenza inversa durante le semionde che si vogliono bloccare. A tale scopo si usano piastre specialmente studiate in vista di queste applicazioni, ovvero raddrizzatori composti di un maggior numero di piastre in serie di quelle necessarie. Diciamo anche, per inciso, che l'enorme sviluppo degli amplificatori magnetici che si è verificato in questi ultimi tempi è dovuto proprio ai grandi progressi nella metallurgia delle leghe magnetiche e nella costruzione dei raddrizzatori metallici. La teoria degli amplificatori magnetici era infatti conosciuta da molto tempo. Il primo brevetto sembra essere uno americano presentato nel 1916. Quando, nel 1919, il presidente Wilson viaggiava alla volta dell'Europa per la conferenza della pace, la sua nave era collegata con New York ha mezzo di un trasmettitore costituito da un alternatore a 30.000 periodi al secondo modulato in fonia da un amplificatore magnetico statico. Questi amplificatori però non avevano più trovato grandi applicazioni perchè le caratteristiche dei componenti non permettevano delle brillanti realizzazioni.

I raddrizzatori metallici appartengono oggi a due grandi categorie. La prima è quella dei raddrizzatori a piastre con grande area di contatto, che comprende i derivati del famoso prototipo a solfuro di rame, brevettato nel 1904 in Germania, e tutti i raddrizzatori ad ossido di rame, al selenio e, di nuova apparizione, al germanio. L'altra raggruppa i raddrizzatori a contatto puntiforme, costituiti usualmente da una pastiglia di germanio o di silicio e da una molla di contatto in tungsteno.

TABELLA I

Rapporto fra corrente diretta e corrente inversa in alcuni tipi di raddrizzatori metallici ad una cella

Tipo	V_{eff}	I_c/I_d
ossido di rame	6	175:1
ossido di rame	12	100:1
selenio	15	110:1
selenio	26	66:1
germanio (contatto puntiforme)	65	133:1
germanio	65	750:1

La Tabella I riporta alcuni valori del rapporto fra corrente diretta e corrente inversa per i tipi più correnti di raddrizzatori metallici. La corrente inversa è di detrimento, oltre che per la riduzione di amplificazione che essa comporta, anche per la maggior sovratemperatura che genera nel raddrizzatore e che limita le sue prestazioni massime. Certamente fino ad ora il m glior tipo di raddrizzatore sembra essere quello al germanio, a contatto puntiforme per correnti modeste, od a larga area, per correnti fino a qualche centinaio di ampere. La fig. 9 confronta l'efficienza dei diversi tipi di raddrizzatori.

Fig. 9 - Efficienza di alcuni tipi di raddrizzatori metallici, in funzione del carico (100 % = = corrente normale).

4. - PARAMETRI DI UN AMPLIFICATORE MAGNETICO STATICO.

Tre grandezze servono a specificare il comportamento di un amplificatore magnetico:

Amplificazione di potenza V
Tempo di risposta T
Fattore di merito G

L'amplificazione di potenza è il rapporto fra potenza utilizzabile all'uscita e potenza richiesta per il controllo:

$$V = \frac{N_L}{N_c} = \frac{I^2_L\, R_L}{I^2_c\, R_c} \qquad [5]$$

dove:
N_L = potenza di uscita
N_c = potenza di entrata
I_L = corrente nel circuito d'uscita
I_c = corrente di controllo
R_L = resistenza di carico
R_c = resistenza dell'avvolgimento di controllo.

Facciamo ora alcune considerazioni generali. Le amperspire richieste in un certo nucleo per produrre una determinata variazione di flusso, e perciò della corrente nel carico, dipendono dalle caratteristiche magnetiche del materiale e dalla geometria del circuito magnetico. Sembrerebbe quindi conveniente scegliere un numero di spire molto elevato per l'avvolgimento di controllo, perchè così facendo si diminuisce la corrente di controllo necessaria, e si aumenta conseguentemente l'amplificazione di potenza.

All'aumento del numero di spire è però imposto un limite: a causa infatti dell'induttanza dell'avvolgimento di controllo, una variazione della corrente di controllo, e quindi una variazione della tensione di uscita, non può avvenire istantaneamente, ma solo con un certo ritardo. Immaginiamo di applicare una variazione istantanea della tensione di controllo, e chiamiamo zero il livello preesistente della tensione ai capi della tensione di carico. Come tempo di risposta dell'amplificatore magnetico si è convenuto di definire il tempo impiegato dalla tensione in uscita per passare da zero al 63 % del valore finale che dovrà assumere in conseguenza della variazione applicata. Questo tempo risulta essere precisamente la costante di tempo dell'avvolgimento di controllo:

$$T = \frac{L_c}{R_c} \qquad [6]$$

dove L_c è l'induttanza dell'avvolgimento di controllo. Quando l'amplificatore magnetico fa parte di circuiti di regolazione, non si può scegliere questo tempo elevato quanto si vuole per aumentare l'amplificazione. E ciò perchè entrano in gioco i criteri di stabilità di un sistema chiuso di regolazione, che presenta una tanto maggiore tendenza ad oscillare quanto maggiori sono i ritardi di intervento dei suoi vari elementi.

Per orientare le idee, l'ordine di grandezza dei tempi di risposta degli amplificatori magnetici deve, nella maggior parte dei casi, essere intorno a 0,1 secondi.

Se il tempo di risposta proprio del trasformatore saturabile è più grande di quello desiderato, è possibile diminuirlo con una opportuna resistenza in serie sull'avvolgimento di controllo. Nell'espressione che dà il tempo di risposta la resistenza dell'avvolgimento di controllo compare infatti al denominatore, ed aumentandola artificialmente, senza aumentare l'induttanza, si diminuisce la costante di tempo. È naturale che la presenza della resistenza richiede una maggiore tensione di controllo; e abbassa quindi l'amplificazione ottenibile. Questa resistenza addizionale è visibile negli schemi delle figg. 6, 7, 8.

Per confrontare trasformatori saturabili con differente costruzione del nucleo e delle bobine, e previsti per funzionare con differenti frequenze di alimentazione, si è introdotto un terzo parametro, chiamato fattore di merito ed espresso da:

$$G = \frac{V}{T \, . \, f} \qquad [7]$$

dove f è la frequenza di alimentazione.

Quanto più elevato è questo fattore, tanto migliore è il trasformatore saturabile. Il fattore di merito non dipende dal sistema di avvolgimento, e neppure dalla frequenza di alimentazione, permettendo dunque, quando sia conosciuto, di fare un confronto immediato fra diversi trasformatori, sia pure progettati per potenze e frequenze differenti.

Che il fattore di merito G sia indipendente anche dalla frequenza scelta, discende dalle seguenti palesi considerazioni. Si abbia un trasformatore saturabile con amplificazione V e tempo di risposta T, progettato per 50 Hz. Se ora impieghiamo questo trasformatore ad una frequenza dieci volte più elevata, vale a dire 500 Hz, è sufficiente un numero di spire dell'avvolgimento di carico dieci volte più piccolo, per realizzare l'ormai nota escursione di magnetizzazione esaminata nel 1º paragrafo. Si può quindi, diminuendo ad un decimo le spire dell'avvolgimento di carico, decuplicare la sezione del rame, e permettere così il passaggio di una corrente dieci volte più elevata. Il tempo di risposta, che dipende dall'avvolgimento di controllo il quale rimane lo stesso, non varierà, mentre la potenza di uscita e quindi amplificazione V diventano in prima approssimazione dieci volte più grandi (se non si tiene conto di un certo incremento delle perdite per isteresi e per correnti di Foucault). Nell'espressione del nuovo fattore di merito il numeratore ed il denominatore vengono ad essere entrambi moltiplicati per dieci, e quindi il nuovo fattore di merito del trasformatore modificato per 500 Hz resta ancora numericamente uguale a quello calcolato a 50 Hz.

Dalle considerazioni più sopra riportate, appare chiara la convenienza di usare la più alta frequenza di alimentazione possibile. Il peso dei trasformatori diminuisce all'aumentare della frequenza impiegata per l'alimentazione, e ciò costituisce un vantaggio specialmente sensibile nel caso di grandi potenze in gioco. In ogni caso, a frequenza più elevata e pari potenza di uscita, si ottengono tempi di risposta inferiori. In sede di progetto si sceglierà una frequenza di alimentazione abbastanza elevata, dell'ordine di 500 ÷ 1000 Hz, per quegli impianti che comprendono un numero abbastanza rilevante di amplificatori magnetici. Tutto il gruppo può venir quindi ali-

(il testo segue a pag. 286)

Studio sulla TV a Circuito Chiuso
La Telecamera

Nella realizzazione della telecamera entrano in gioco molti fattori diversi: relativi alla parte meccanica (struttura portante, ventilazione), alla parte ottica (obiettivo od obbiettivi, sistema di messa a fuoco), alla parte elettrica (tubo trasduttore, circuiti di deflessione, preamplificatore video).

Gino Nicolao

(quinto articolo di questa serie)

Fig. 1 - Telecamera normale per tubo vidicon (Grundig).

LE CARATTERISTICHE di ogni singolo impianto televisivo possono essere definite dal tipo di telecamera che è adoperata in esso. Essa è infatti l'organo più delicato e più importante, benchè apparentemente possa sembrare qualche volta di una semplicità estrema. La telecamera per Televisione Industriale si discosta da quella impiegata per le riprese televisive circolari, in primo luogo per le dimensioni, in secondo luogo per l'assenza — salvo rare eccezioni — di un controllo diretto di visione, ed infine per la particolare realizzazione eseguita con attenzioni speciali per ridurre al minimo i componenti e aumentarne al massimo le prestazioni e la stabilità di funzionamento.

Nella realizzazione della telecamera entrano in gioco molti fattori diversi tra loro che potremo riassumere come segue:

— Parte meccanica, comprendente la struttura, la sezione portante del tubo da presa e dei relativi elementi, la sezione di messa a fuoco ottica, il sistema di ventilazione naturale (alette di raffreddamento sul cofano, sistema a camino, fori d'aereazione) ed infine il sistema di accessibilità interna per ispezione e riparazione (struttura a cofano, pannelli estraibili laterali, accessibilità superiore, corpo unico con estrazione posteriore).

— Parte ottica, comprendente il portaobbiettivo o l'eventuale torretta mobile porta obbiettivi, il sistema di messa a fuoco semifisso (per l'adattamento di una serie di obiettivi alla telecamera, ecc.), il sistema di messa a fuoco normale meccanico o elettromeccanico, ed infine l'obbiettivo o gli obbiettivi, dipendenti dal tipo di tubo impiegato.

— Parte elettrica, comprendente il tubo da presa, i relativi circuiti di deflessione magnetica (limitati alle bobine ed al giogo), il preamplificatore video ed — eventualmente — i circuiti di deflessione veri e propri.

Le dimensioni e la forma esterna della telecamera dipendono principalmente dal tipo di tubo impiegato in essa. Le più piccole telecamere sono conseguentemente quelle realizzate con il miniresistron, un tipo di vidicon costruito dalla Phisicalische Technische Werke, a Wies Baden, in Germania, che ha le dimensioni di un fanale di bicicletta (realizzazione della telecamera Grundig), e quella portatile della RCA, che impiega un vidicon miniatura ad un preamplificatore a transistori. Seguono le telecamere comprendenti un vidicon normale (il 6198 o 6326A della RCA, o lo staticon della Pye, o il resistron normale) che sono realizzate in due versioni con e senza circuiti di deflessione interni (fig. 1). Evidentemente le più piccole (ed oggi le più diffuse) sono quelle senza i circuiti di deflessione interni. Con dimensioni maggiori possiamo citare quindi le telecamere con image orthicon, vericon, utilicon, supericonoscopio ed iconoscopio e quelle per riprese a colori.

Le telecamere più diffuse nel campo della televisione circolare sono quelle con image orthicon, mentre nel campo di quella a circuito chiuso sono indubbiamente quelle a vidicon. Comunque anche se questo tipo di tubo ha — per i suoi vantaggi — trovato un estesissimo impiego, è indubbio che possano essere impiegati da varie case anche gli altri tubi ed in particolare l'iconoscopio (5527 RCA), il supericonoscopio (Fernseh GmbH) e l'image orthicon (Marconi, Pye).

Benchè impieghino tubi da ripresa diversi esse sono praticamente basate sullo stesso principio e contengono quindi approssimativamente gli stessi elementi. La loro disposizione ci costringe però a distinguere tra due tipi diffusi in egual misura, e cioè le telecamere che comprendono nel loro interno soltanto il preamplificatore video, e quelle che invece contengono anche i circuiti delle deflessioni.

La telecamera si compone principalmente delle seguenti parti:

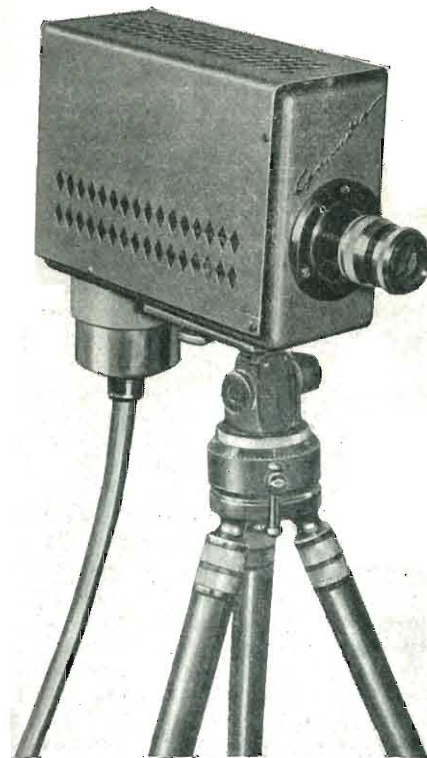
1) Parte ottica, composta di un obbiettivo montato su una torretta girevole o semplicemente su una sede a vite, spesso collegato meccanicamente ad un comando a distanza di messa a fuoco, ottenuta con un motorino reversibile ed una vite senza fine.

2) Tubo da presa, completo delle bobine di deflessione ed allineamento, e del giogo di deflessione. Tutti i tubi da presa, con la sola eccezione dell'iconoscopio 5527, hanno la deflessione di tipo magnetico.

3) Preamplificatore video, montato nella telecamera stessa in posizioni assai prossime al tubo da presa.

4) Eventuale circuito delle deflessioni, con le valvole relative.

5) Eventuale pannello comandi semifissi, per il controllo in loco delle centrature e delle ampiezze di scansione, del fuoco ottico, e della sensibilità. Questi comandi sono presenti solo nelle telecamere che contengono i circuiti di deflessione.

6) Tubo cinescopio di piccolissimo schermo, per il controllo elettronico dell'immagine ripresa dalla telecamera stessa (solo la telecamera Dage e la RCA portatile a transistori).

Le telecamere con image orthicon contengono poi assai spesso un piccolo alimentatore d'alta tensione per il funzionamento dei dinodi del moltiplicatore ad emissione secondaria. Nella parte inferiore della telecamera è fissata una piastra filettata che permette il suo fissaggio su un treppiede con testa panoramica oppure su un supporto particolare in casi speciali. La ventilazione interna è affidata ad opportune alettature laterali, mentre assai raramente, e limitata alle telecamere di mole notevole, è l'introduzione di un piccolo ventilatore per mantenere il tubo da presa alla temperatura di funzionamento normale (Pye).

La sensibilità media di una telecamera è determinata dal tubo impiegato e dalla luminosità dell'obbiettivo impiegato. Per un obbiettivo standard di luminosità 1 : 1,9 si hanno i seguenti valori espressi in lux, per i diversi tipi di tubi:

Iconoscopio normale	1000 lux
Iconoscopio 5527	1500 lux
Supericonoscopio	500 lux
Vidicon	50 lux
Image Orthicon	5 lux
Vericon	800 lux
Utilicon	1000 lux

I dati riportati hanno un valore puramente indicativo, in quanto entra naturalmente in gioco anche il fattore di amplificazione del preamplificatore video ed il suo rapporto segnale/disturbo.

1. - SEZIONE OTTICA.

Benchè la parte ottica non rientri nella vera e propria descrizione del circuito industriale, pure è necessario farne cenno, data la sua importanza ai fini delle riprese che dovranno essere effettuate. Infatti le caratteristiche elettriche e tecniche del circuito TVI possono essere riassunte nel tubo da presa, nello standard impiegato e nel particolare tipo di realizzazione, ma non possono non essere completate dai dati riguardanti la luminosità dell'obbiettivo ed il suo campo d'azione.

Il tipo d'obiettivo è legato a diversi fattori, tra i quali sono le dimensioni del target del tubo, il campo da riprendere e la distanza intercorrente tra esso e la telecamera.

La parte ottica ha una fondamentale importanza nella telecamera, come del resto in una macchina da presa cinematografica o più semplicemente in una macchina fotografica.

Essa determina infatti le condizioni di funzionamento del tubo da presa, ed indirettamente anche la sensibilità alla luce della telecamera; non determina invece la sua risoluzione, dato che il potere di risolvenza di un obbiettivo è sempre molto superiore, anche nelle peggiori condizioni a quello dell'analisi, specie se effettuata con basso numero di righe o con immagini non interallacciate.

Nella scelta degli obiettivi è naturalmente da tenere presente la superficie della mascherina del tubo da presa, che è ad esempio 24×36 mm circa sull'iconoscopio 5527, e $16 \times 9{,}5$ mm circa sul vidicon. Sugli image orthicon e sui supericonoscopi l'area utilizzabile del target è in genere maggiore, ed arriva fino a 32×40 mm. Evidentemente nel primo caso sarà possibile impiegare un'ottica comune, del tipo usate nelle macchine da presa cinematografiche per pellicola 35 mm; nel secondo caso saranno sufficienti obbiettivi cine 16 mm, e nel terzo saranno richieste ottiche speciali.

La particolare necessità di prevedere la possibilità di funzionamento della telecamera con illuminazioni deboli — come spesso è reso necessario dalle applicazioni in campo industriale — richiede l'impiego di obbiettivi molto luminosi. Si troveranno quindi sulle telecamere obbiettivi fino ad 1 : 1,9 di apertura, per il primo caso, fino ad 1 : 1,4 nel secondo caso e fino a 1 : 2,8 nel terzo caso. Non è bene però, a meno che non vi siano particolari necessità, impiegare gli obbiettivi alla loro massima apertura, dato che la profondità di campo sarebbe molto ridotta [1]. Se l'oggetto da osservare si trova molto distante dalla telecamera, allora l'osservazione fatta sopra non ha valore, dato che verso l'infinito la profondità di campo dell'obbiettivo è notevole.

Qualche telecamera dispone di una torretta, per poter commutare gli obbiettivi e permettere la ripresa dell'immagine dallo stesso punto di vista su diversi piani. Sono fissati sulla telecamera in genere un grand'angolare, un normale, ed un teleobbiettivo, sostituibili a seconda delle esigenze.

Il fuoco dell'obbiettivo viene ge-

[1] Ciò spesso può essere trascurato quando l'oggetto da riprendere si trova su un piano unico, nel qual caso l'obiettivo potrà essere usato anche a piena apertura.

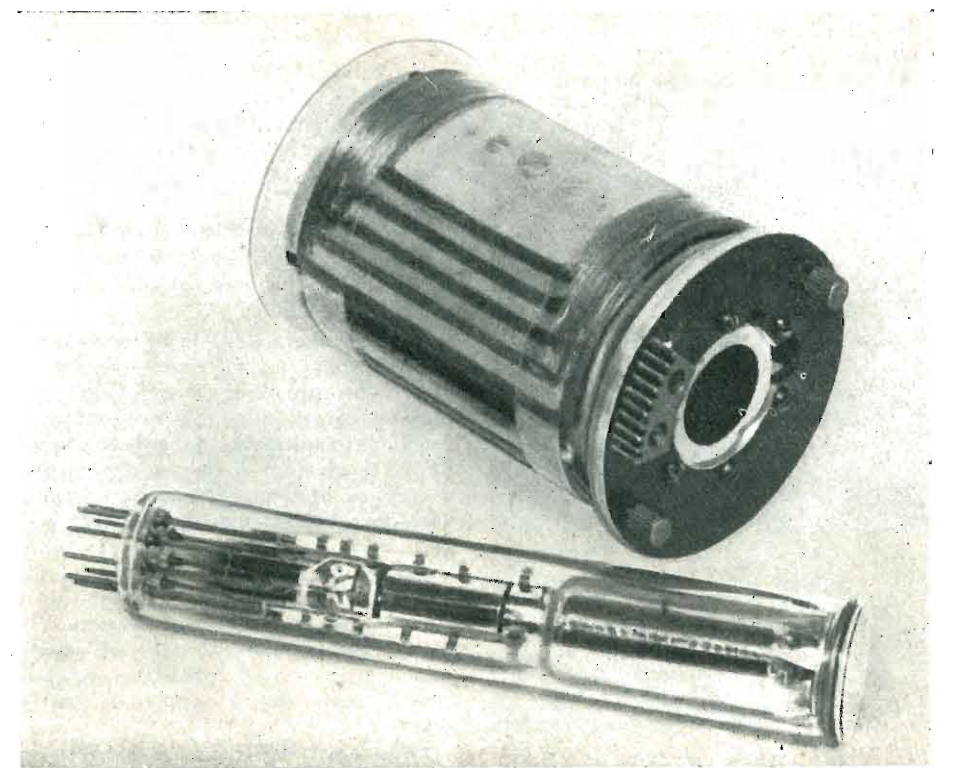



Fig. 2 - Tubo vidicon 6326 con relativo giogo di deflessione speciale per telecamera professionale (RCA).

neralmente comandato a mano o sull'obbiettivo stesso, oppure, a mezzo di un dispositivo meccanico sulla parte posteriore o anteriore della telecamera. Per alcune applicazioni speciali però, è previsto l'impiego del fuoco ottico tele-comandato. In questo caso un motorino a marcia invertibile è fissato sul fronte della telecamera, in apposita custodia sagomata e schermata, e comanda una vite senza fine che sposta direttamente l'anello del fuoco dell'obbiettivo, oppure muove una slitta sulla quale scorre l'ottica stessa.

Altre volte invece l'obbiettivo è fisso e viene fatto scorrere il tubo da presa, assieme ai componenti di deflessione e focalizzazione (Pye, RCA). Questa disposizione ha il vantaggio di poter creare un sistema di messa a fuoco a distanza che è indipendente dal tipo di obiettivo impiegato, e conseguentemente permette la rapida sostituzione non solo di obbiettivi standard, ma anche di tipi diversi aventi lo stesso passo o muniti di adattatore.

Il motorino è munito di fondo corsa nelle due direzioni, con inversione automatica di marcia.

Due pulsanti, che si trovano sul pilota o sul monitore nel locale d'osservazione, permettono la messa in moto del motorino per l'operazione di messa a fuoco ottico, ed il suo successivo arresto immediato nel caso della raggiunta focalizzazione.

Non sempre è presente un pulsante d'inversione di marcia, dato che questa avviene già automaticamente in fondo corsa. Con lo stesso principio esistono delle telecamere che hanno il diaframma dell'obbiettivo comandato a distanza, a mezzo di un servocomando. Questo ulteriore perfezionamento non è però strettamente necessario, poichè nelle normali riprese di TVI non si hanno violente variazioni di luce sul soggetto e quindi l'apertura dell'obbiettivo generalmente viene definita all'atto della messa a punto, a seconda della luce presente, della necessità o meno di avere una forte profondità di campo, e della limitazione dell'effetto di persistenza. Questa aggiunta può essere interessante in determinati casi, come — ad esempio — nelle telecamere per riprese subaquee, nelle quali tutti i comandi, anche quelli relativi allo spostamento in senso azimuthale e zenithale sono telecomandati per evidenti motivi.

Quando sia prevista una torretta con tre o più obbiettivi, essa è generalmente mossa a mano; il telecomando degli obbiettivi è introdotto anche in questo caso in particolari esigenze, ad esempio, nelle telecamere montate sopra la lampada di una camera operatoria e destinate alla telechirurgia.

Sono impiegati spesso nelle telecamere industriali gli obiettivi a lunghezza focale variabile, quali gli Zoomar ed il Pan-cinor, realizzati per le telecamere professionali. Il loro uso anche qui è particolarmente utile quando si renda evidente il bisogno di poter variare con continuità il campo abbracciato dalla camera stessa, entro un campo relativamente limitato (da 25 a 100 mm, di lunghezza focale, ad esempio).

Tipica applicazione di un teleobbiettivo a fuoco variabile alla telecamera industriale è quella del controllo del traffico.

La telecamera di tipo industriale può essere — in casi speciali — senza un vero e proprio obbiettivo e servire da pick-up di un immagine proiettata direttamente sul target del tubo da presa, da un proiettore o da un mricoscopio a proiezione, opportunemente realizzato per questi scopi. La Fernsehe germanica ha realizzato una telecamera funzionante appunto in unione al microscopio a proiezione, con ottimi risultati. Altrimenti la telecamera può essere fissata direttamente all'oculare di un microscopio, sfruttandone l'ottica a mezzo di un opportuno adattatore.

Sono state costruite telecamere industriali per riprese a tre dimensioni, cioè munite di sistema ottico stereoscopico. Alla telecamera è fissato in questo caso un obbiettivo speciale che permette la divisione dell'immagine in due sezioni, ognuna occupante metà del target (e quindi avente dimensioni di 4×3 anzichè 3×4).

Le immagini così ottenute sono ricevute su un monitore, e la ricomposizione dell'effetto stereoscopico è ottenuto per mezzo di occhiali od ottiche speciali.

I vantaggi della TVI tridimensionale non sono indifferenti, ed hanno una notevole importanza in quei campi in cui sia necessario poter osservare una immagine, in cui sia presente anche il « senso » della profondità. È il caso del comando a distanza di mani meccaniche per mezzo di servocomandi, in cui l'operatore deve poter avere l'impressione di profondità per poter manovrare con una certa precisione. Queste apparecchiature sono utilizzate nei centri di ricerche nucleari.

I tipi più comuni di obbiettivi impiegati nelle telecamere industriali sono i seguenti, distinti per tipo e per caratteristiche e riferiti al tipo di tubo con cui possono essere impiegati:

OBIETTIVO	APERTURA	FUOCO	INDICATO PER TUBO	OSSERVAZIONI
Normale	1 : 1,5	25 mm	Vidicon	dim. imm. 12,5×9 mm
Grandangolo	1 : 1,5	16 mm	Vidicon	idem
Teleobbiettivo	1 : 3,5	50 mm	Vidicon	idem
Teleobbiettivo	1 : 3,5	100 mm	Vidicon	idem
Teleobbiettivo	1 : 4	150 mm	Vidicon	idem
Normale	1 : 1,4	50 mm	Iconoscopio	dim. imm. 24×36 mm
Grandangolare	1 : 2,8	35 mm	Iconoscopio	idem
Teleobbiettivo	1 : 4	100 mm	Iconoscopio	idem
Normale	1 : 3,5	70 mm	Supericonoscopio	dim. imm. 45×60 mm
Teleobbiettivo	1 : 5,6	160 mm	Supericonoscopio	idem
Grandangolare	1 : 1,9	8 mm	Vidicon miniatura	
Normale	1 : 1,4	12,5 mm	Vidicon miniatura	
Teleobbiett. C.F.	1 : 3,5	25 mm	Vidicon miniatura	
Teleobbiett. L.F.	1 : 3,5	50 mm	Vidicon miniatura	

2. - L'EQUIPAGGIAMENTO DI DEFLESSIONE.

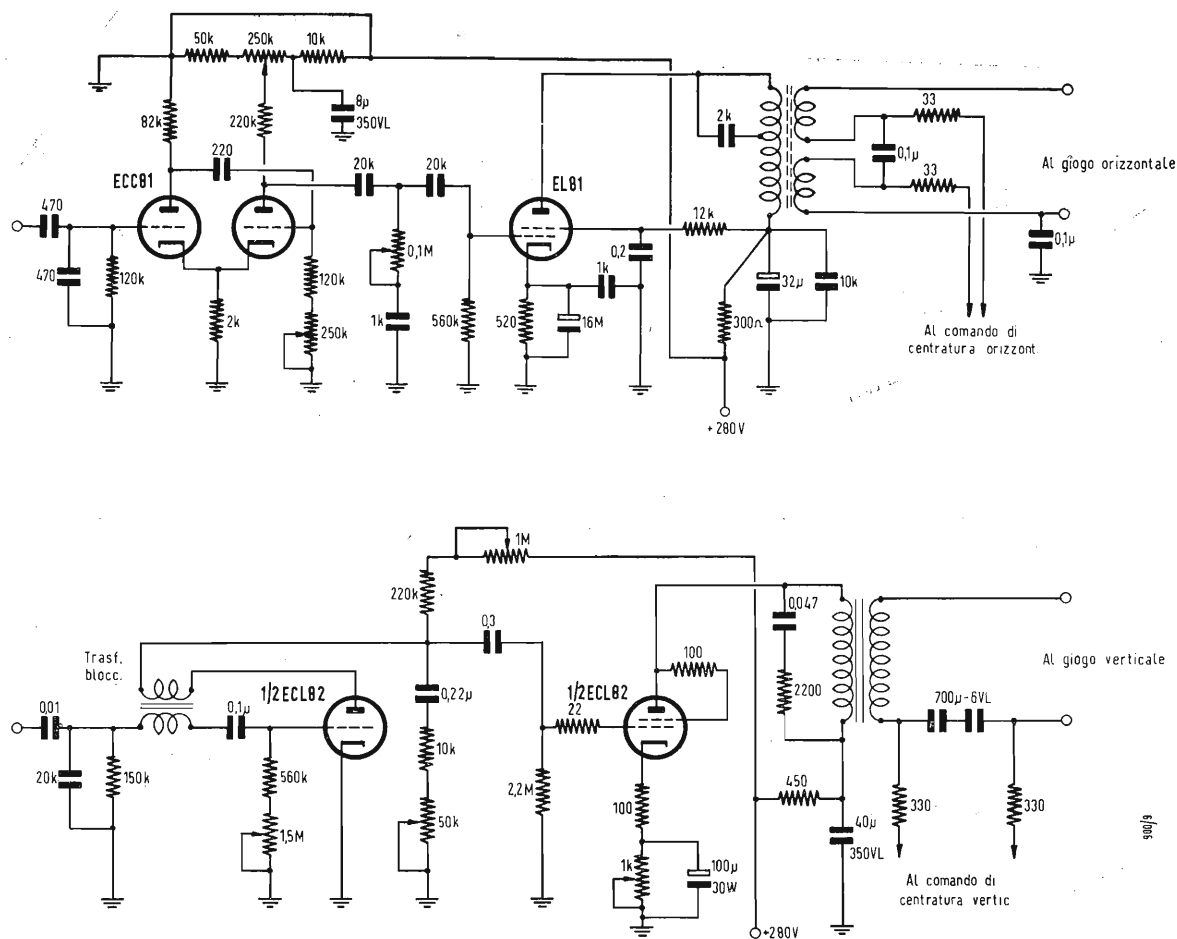
Quando il tubo da presa ha la deflessione elettrostatica, nella telecamera non sono presenti gli speciali componenti di deflessione esterni; però soltanto il tubo iconoscopio tipo 5527 è munito di questo sistema di deflessione, quindi — data la scarsa sensibilità del tubo in parola — che lo ha fatto quasi completamente abbandonare, sarà assai difficile trovare una telecamera funzionante con tubo simile. L'ultimo impiego di questo tubo in pratica risale alle riprese aeree delle esplosioni nucleari sperimentali di Bikini. Successivamente in Italia venne impiegato per il primo impianto TV di Avigliana della Montecatini.

Tutte le altre specie di tubi, supericonoscopio, vidicon ed image orthicon hanno la deflessione magnetica, e la focalizzazione magnetica o mista richiedono quindi componenti speciali nella telecamera. Essi sono:

1) Bobina di fuoco, avvolgimento lineare a strati sovrapposti eseguito su un supporto di cartone bachelizzato nel quale è infilato il giogo di deflessione ed il tubo da presa. Il campo magnetico necessario alla focalizzazione del vidicon è di circa 40 gauss.

2) Giogo di deflessione, costituito dalle bobine verticali ed orizzontali (fig. 2).

3) Bobina di allineamento, che può anche essere sostituita da due piccoli magneti permanenti fissati in prossimità del tubo.

Questi elementi sono fissati solidamente ad un supporto, sul retro del quale si trova, assai spesso, lo zoccolo del tubo da presa; da essi partono cavetti schermati o coassiali che vanno al telaio dei circuiti di deflessione, se esso è presente nella telecamera; oppure ad una spina, dalla quale per mezzo di cavi multipli giungono direttamente le correnti di deflessione.

Nelle telecamere di dimensioni ridotte non è contenuto alcun circuito di deflessione: essi sono direttamente posti sul pilota o sul « monitore-pilota », e comprendono le valvole sincronizzatrici, e quelle che forniscono delle correnti di deflessione.

Queste ultime sono inviate alla telecamera a mezzo di cavi contenuti nel grosso collegamento multiplo che corre dalla telecamera stessa al pilota; si usa una trecciola di normale realizzazione in politene, oppure una linea a 300 ohm per il verticale, ed un cavetto coassiale di 56 ohm d'impedenza per l'orizzontale. Le correnti di deflessione necessarie per pilotare il fascetto elettronico di un vidicon sono di circa 20 mA la verticale, e 200 mA l'orizzontale.

Quando invece nella telecamera sia compreso un telaio con le valvole previste per il comando del giogo di deflessione, allora attraverso il cavo multiplo giungono dal pilota o dal « monitore-pilota » gli impulsi di sincronismo. La telecamera di questo tipo è notevolmente più ingombrante dell'altra, ma permette di ottenere risultati superiori specie quando disti parecchie centinaia di metri dal locale di osservazione.

3. - CIRCUITO DI DEFLESSIONE PER TELECAMERA VIDICON.

Il telaietto dei circuiti di deflessione è chiamato comunemente « telaio scansioni della telecamera ». Esso è costruito con concetti particolari che tendono alla riduzione dell'ingombro ed alla miniaturizzazione delle parti. Le valvole impiegate sono in genere quattro o cinque, tutte del tipo miniatura, i condensatori e le resistenze sono scelti con basse tolleranze e nelle serie ad ingombro ridotto. Tutti i condensatori di elevata capacità sono elettrolitici, spesso però essi sono impiegati in parallelo a piccole capacità aggiuntive, che permettono di estendere il loro regolare funzionamento anche alle frequenze alte, dove essi tendono ad avere una certa resistenza parassita.

Nel circuito di deflessione verticale viene qualche volta soppresso il trasformatore d'uscita, sostituito con un opportuno sistema di trasferitore catodico; nel circuito orizzontale è presente il trasformatore d'uscita, ma il suo ingombro è ridotto mediante l'impiego di ferroxcube e ferrite particolarmente permeabili, e con avvolgimenti di dimensioni ridotte. L'ingombro medio di uno di questi trasformatori è di 35×35×60 mm, compresa la schermatura esterna.

Fig. 3 - Telecamera miniaturizzata, realizzata con un tubo resistron di dimensioni ridotte. Il preamplificatore video impiega valvole subminiatura (Grundig-Austro Ital).

Fig. 4 - Schema elettrico di un deflettore orizzontale e verticale per telecamera con tubo vidicon. Lo schema è di principio, i valori riportati possono variare e devono ritenersi indicativi.

Fig. 5 - Deflettore verticale per vidicon.

Si conosce una sola versione di telecamera che elimini anche il trasformatore d'uscita orizzontale, sostituendolo con una valvola finale ad uscita catodica. La corrente relativamente intensa assorbita dal giogo, richiede però l'uso di una valvola a forte dissipazione, ciò riduce i possibili vantaggi.

Il circuito di deflessione impiega generalmente uno stadio amplificatore del sincronismo, verticale e orizzontale; uno stadio pilota e due stadi d'uscita di potenza verticale e orizzontale. Spesso una sezione di valvola doppia è riservata alla funzione di amplificatrice del segnale di soppressione (blanking). Il circuito illustrato nella fig. 4 riporta un tipico circuito delle scansioni di telecamera, realizzato con l'impiego del minor numero possibile di valvole.

Nella parte superiore dello schema è indicato il circuito di deflessione orizzontale.

Esso è assai simile a quello di un ricevitore televisivo, e comprende un multivibratore ad accoppiamento catodico, realizzato con un doppio triodo ECC81. Il segnale di sincronismo deve essere applicato alla griglia della prima sezione triodica, e deve avere una tensione picco-picco di 40 V. Non è previsto uno stadio amplificatore di sincronismo, perchè si suppone che il circuito possa essere direttamente pilotato da un impulso di tale tensione: è naturale però che, quando il cavo coassiale che porta il sincronismo stesso è di una certa lunghezza, per evitare irradiazione ed accoppiamenti sarà opportuno introdurre una sezione amplificatrice di sincronismo, ed inviare attraverso il cavo stesso un segnale più debole. Il segnale quadro presente sulla placca dell'oscillatore-multivibratore è inviato alla griglia della valvola finale, dopo essere stato modificato di forma dal gruppo di correzione costituito dal potenziometro da 0,1 MΩ e dal condensatore da 1000 pF.

L'ampiezza è variata modificando la tensione di placca della valvola multivibratrice per mezzo di un potenziometro da 250 kΩ.

Sarebbe più opportuno però introdurre una sezione triodica separatrice, per ottenere una maggiore indipendenza tra frequenza orizzontale e ampiezza; ciò avviene sempre nel caso che il circuito sia montato *fuori* della telecamera, nell'unità di comando, mentre è spesso tollerata una certa interdipendenza quando esistano effettive ragioni d'ingombro.

La valvola EL81 funge da finale di riga. Il segnale è applicato alla griglia controllo per mezzo di un condensatore da 20.000 pF, mentre la polarizzazione è ottenuta per mezzo di un gruppo catodico. Il trasformatore d'uscita — di tipo speciale per tubo vidicon — ha una presa intermedia alla quale va fissato un condensatore di opportuno valore, per smorzare la tendenza all'oscillazione che si tradurrebbe in fastidioso « ringing ». Al posto del condensatore alcuni costruttori preferiscono porre una resistenza di smorzamento, il cui valore varia tra 1000 e 3000 Ω. Nel circuito del secondario del trasformatore d'uscita di riga è introdotto il sistema di centratura, che si ottiene facendo scorrere una corrente continua nel giogo, sovrapposta alla corrente di deflessione.

La sezione di deflessione verticale è più semplice, impiegando un solo doppio triodo. Anche qui non è prevista l'amplificazione del segnale di sincronismo, che può essere naturalmente aggiunta, se necessaria. L'oscillatore bloccato è convenzionale, e la forma d'onda opportuna per la deflessione è ottenuta per mezzo del gruppo *RC* costituito dalla resistenza da 10 kΩ, dal potenziometro da 50 kΩ e dal condensatore da 0,22 µF. Il potenziometro — che di solito è del tipo semifisso miniaturizzato — consente di scegliere il valore più opportuno per raggiungere la esatta forma d'onda. Nello stadio finale, un potenziometro introdotto sul circuito catodico, provvede alla correzione di linearità. Ai capi del primario del trasformatore d'uscita è introdotto un gruppo *RC* di correzione e di smorzamento, mentre il secondario comprende il sistema di centratura, che funziona sul principio espresso in precedenza.

La valvola del circuito di deflessione verticale è una ECL82, triodo-pentodo, che in questo circuito è utilizzata come doppio triodo. Per questo motivo la griglia schermo è collegata alla placca per mezzo di una resistenza da 100 Ω. Il collegamento a triodo della finale verticale semplifica notevolmente i sistemi di correzione della forma d'onda e consente di ottenere più facilmente una deflessione lineare.

I due circuiti descritti hanno, in serie alle alimentazioni anodiche, due gruppi di disaccoppiamento, costituiti rispettivamente da un condensatore da 32 µF e da una resistenza da 300 Ω, e da un condensatore da 40 µF e da una resistenza da 450 Ω, che filtrano le rispettive alimentazioni, impedendo ogni possibilità d'accoppiamento ed intenzione lungo la linea del positivo anodico.

Fig. 6 - Circuito di deflessione orizzontale per vidicon 6198, consigliato dalla RCA.

4. - CIRCUITI DI DEFLESSIONE NON UBICATI NELLA TELECAMERA.

Nella realizzazioni più diffuse di apparecchiature di TVI si nota la tendenza alla miniaturizzazione della telecamera, con conseguente spostamento delle valvole di deflessione, delle amplificatrici di sincronismo e dei componenti ad esse legati, all'unità pilota.

La ricerca della semplificazione massima dei circuiti, la riduzione dei componenti e dell'ingombro relativo ha qui evidentemente minore importanza che non nel caso che abbiamo preso in considerazione in precedenza. Naturalmente la maggior disponibilità di spazio permette anche la realizzazione di alcune modifiche, che possono portare ad un miglioramento della sicurezza d'impiego degli impianti. Gli impulsi di sincronismo che abbiamo precedentemente visto all'uscita dei multivibratori o dei generatori d'altro tipo, hanno in genere una tensione piuttosto bassa (4÷6 V picco a picco) tale da non consentire il diretto pilotaggio dei circuiti deflettori o della valvola produttrice delle correnti a denti di sega. Gli impulsi stessi quindi sono avviati ad una valvola (in genere doppia) che provvede ad amplificarli, a portare cioè il loro valore alla tensione richiesta per il pilotaggio. La placca di questa valvola è collegata ai generatori di deflessione, che possono essere del tipo ad oscillatore bloccato (in genere adoperato per la deflessione verticale) o a multivibratore (in genere adoperati nella sezione orizzontale). La valvola comandata non è però ancora la finale di linea o di quadro, quindi ad essa segue una valvola di potenza, capace di determinare nel circuito di utilizzazione le correnti necessarie al pilotaggio del giogo di deflessione. Lo schema della fig. 5, rappresenta un tipico circuito di deflessione verticale. Esso impiega due valvole; una destinata all'amplificazione del segnale di sincronismo, ed una (doppio triodo) avente funzione di oscillatrice bloccata e di finale di quadro. Per una completa deflessione verticale di un tubo da presa del tipo « vidicon » — per il quale questo circuito è realizzato — occorre far circolare nelle bobine del giogo una corrente di circa 20 mA picco a picco, che può essere ottenuta dal secondario del trasformatore del circuito illustrato. Tale secondario è collegato alle bobine di deflessione per mezzo di una treccia non schermata della lunghezza massima di circa 100 metri. Il circuito di deflessione è costituito da un oscillatore bloccato (prima sezione di una 12AU7) che funge anche da tavola di scarica, e dall'amplificatrice d'uscita (seconda sezione della 12AU7). Una sezione di 6BK7A è impiegata nella funzione di amplificatrice di sincronismo, e ricevere il segnale di pilotaggio sulla griglia controllo, attraverso una resistenza di separazione di 1 kΩ.

La polarizzazione di griglia — che si chiude a massa con una resistenza di valore molto basso, 75 Ω — è assicurata da un circuito di polarizzazione catodico, facente uso di un condensatore di elevatissima capacità (100 µF) e di una resistenza del valore di 1 kΩ. L'altra sezione della 6BK7A è adoperata indipendentemente dal circuito di deflessione, per amplificare il segnale di soppressione verticale (blanking).

Le bobine di deflessione sistemate sul tubo « vidicon » o « staticon » vengono alimentate dalle correnti deflettanti provenienti dal circuito elettronico di deflessione situato sino a 200 metri di distanza attraverso un cavo coassiale a bassa impedenza. Allo scopo di assicurare la massima efficienza nel trasferimento delle correnti deflettrici lungo la linea di collegamento, è stato previsto un circuito di raccordo (C_{16} ; R_{25} ; R_{26}) capacitivo-resistivo in parallelo sulle bobine di deflessione che funge da terminazione corretta del cavo. La fig. 6 indica lo schema del circuito di deflessione suggerito dalla RCA, che impiega tre valvole e dà un'uscita direttamente collegabile alle bobine di deviazione che si trovano nella telecamera.

Tale circuito è in grado di fornire una corrente di 200 mA picco a picco alle bobine di deflessione. In questo circuito viene adoperata una valvola 6J6 come multivibratrice con accoppiamento catodico alla quale viene anche inviato l'impulso di sincronismo proveniente dal generatore dei segnali di comando. L'uscita di questa valvola è un'onda quadra dell'ampiezza di circa 20 V che viene inviata attraverso un condensatore da 0,01 µF alla griglia dello stadio successivo. L'im-

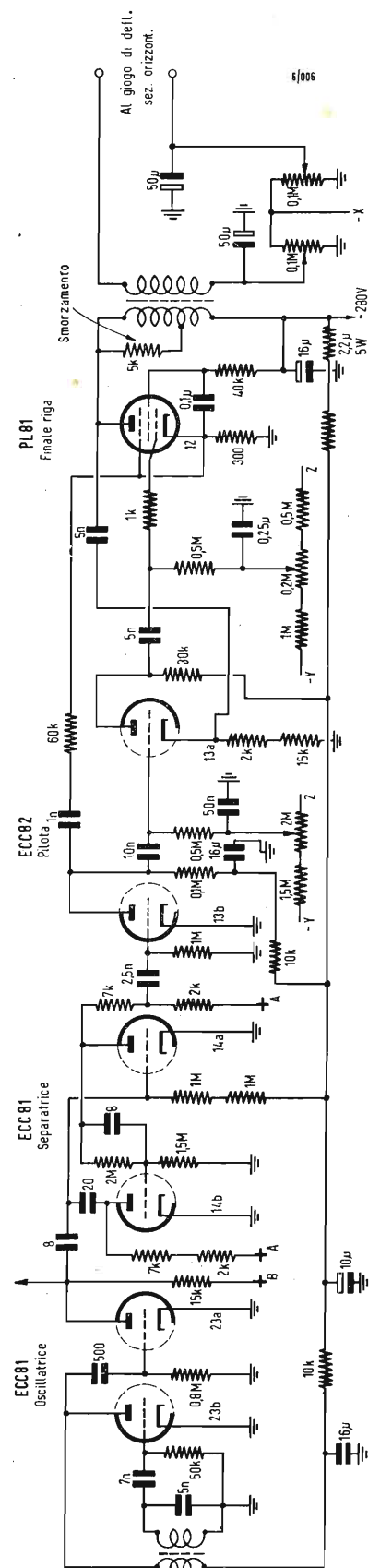
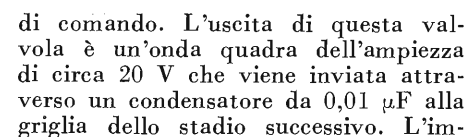



Fig. 7 - Circuito di deflessione orizzontale realizzato con tubi della serie europea.

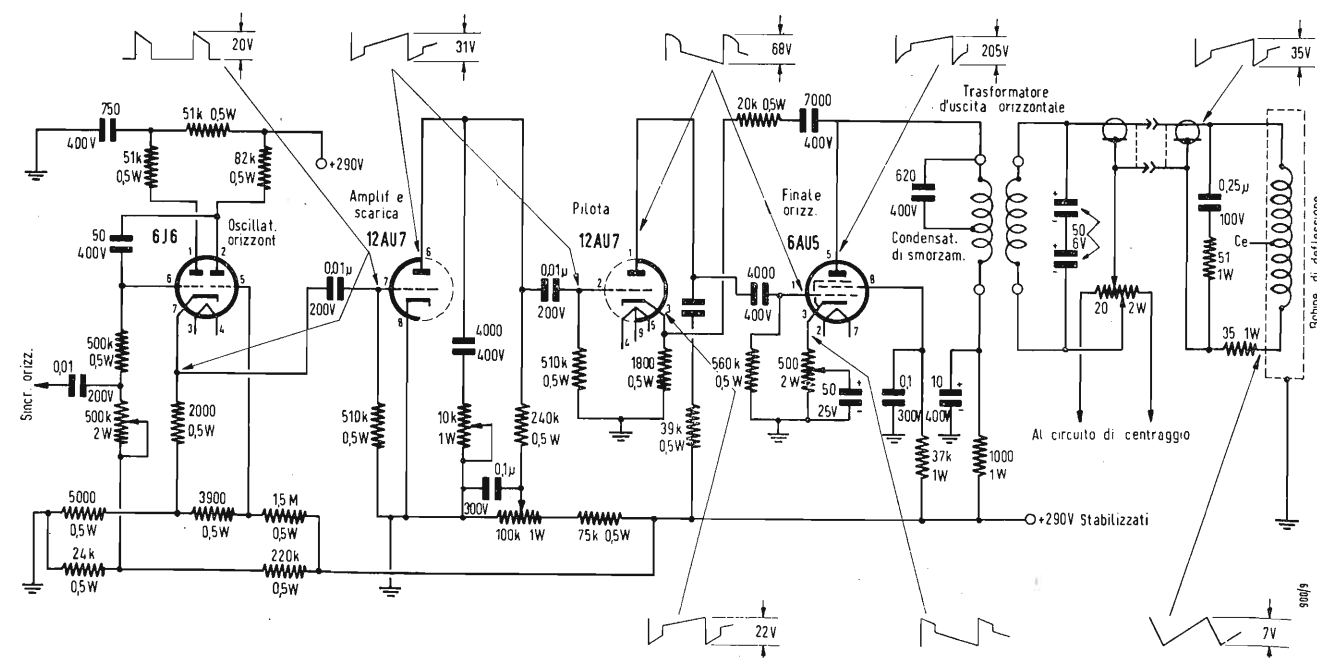
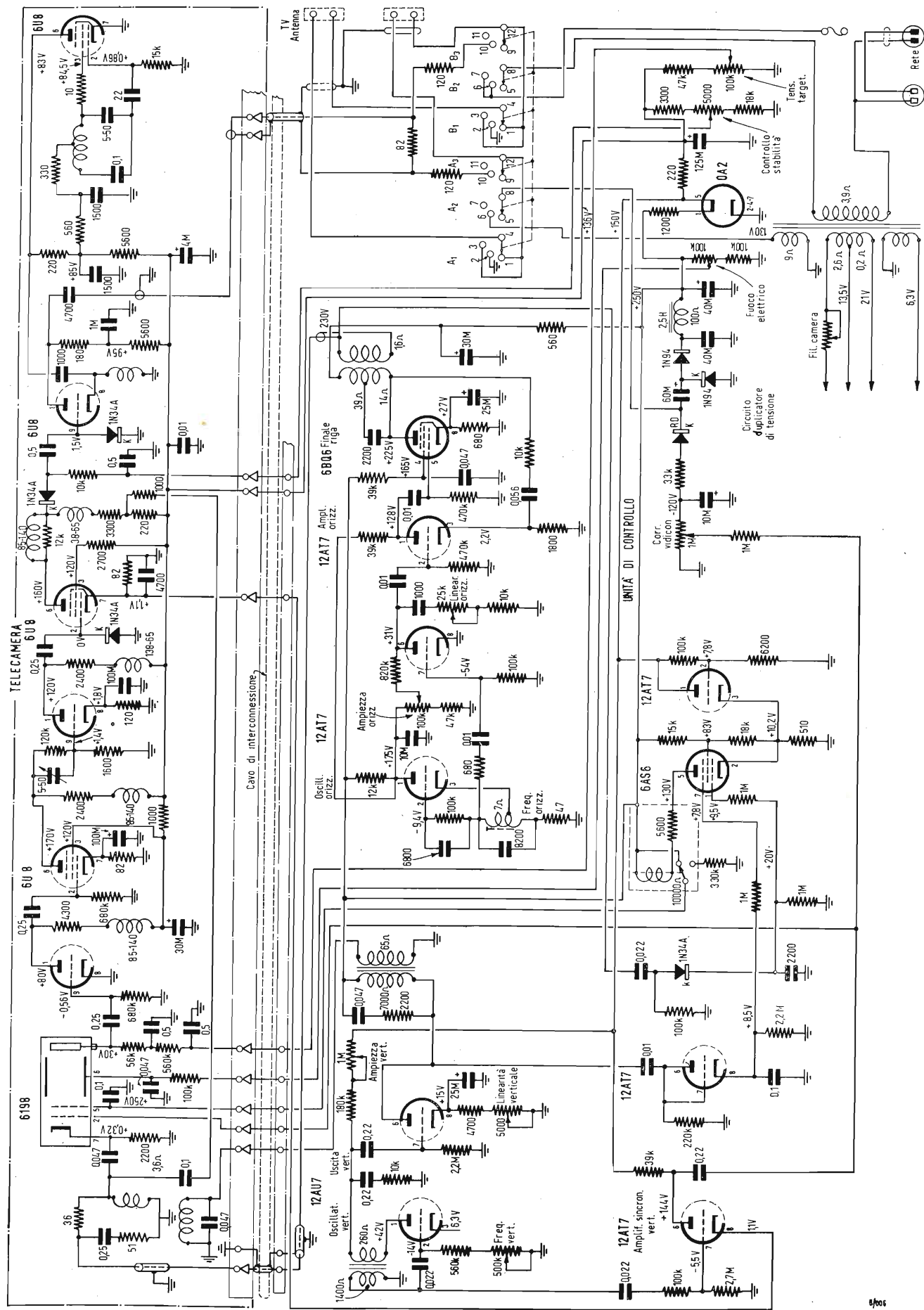



Fig. 8 - Schema elettrico della telecamera e dell'unità di controllo « TV Eye » RCA. Questo impianto è stato uno dei primi ad essere posto nel mercato, e grazie alla sua semplicità ed agli ottimi risultati ha avuto — specialmente in America — una diffusione larghissima. Recentemente esso è stato sostituito da sistemi più complessi quali l'ITV-5 e ITV6, di caratteristiche più brillanti, ma assai meno semplici.

pulso viene successivamente modificato dalla seconda valvola 12AU7 e quindi inviato alla valvola finale di riga 6AU5, che è in grado di sviluppare una tensione utile di 205 V sulla placca.

La regolazione di linearità viene effettuata mediante i controlli R_{13} e R_{15} mentre il controllo di ampiezza è R_{21}.

La linearità può essere controllata mediante un oscillografo collegato in parallelo alla resistenza R_{26}. Per ottenere una sincronizzazione efficace di questo circuito è necessario un impulso di comando di circa 10 V picco a picco e che generalmente viene fornito dal generatore di segnali di comando tramite un opportuno stadio amplificatore.

La placca della valvola finale è collegata al trasformatore d'uscita orizzontale che abbassa l'impedenza del segnale in modo da adattarla a quella delle bobine di deflessione. In parallelo ad una sezione del primario di questo trasformatore è posto un condensatore che serve a smorzare le oscillazioni parassite che si potessero verificare in questo elemento. Sul secondario del trasformatore stesso è previsto un sistema by pass della frequenza orizzontale costituito da due condensatori e completato da una sezione a corrente continua prevista per il centraggio in senso orizzontale dell'immagine sul tubo da presa. La tensione in uscita del trasformatore è di circa 35 V picco a picco per una completa deflessione.

Un altro circuito di deflessione orizzontale — dovuto alla Grundig — e ripreso dalla ben nota rivista tedesca « Radio Mentor » è illustrato nella figura 7.

5. - TELECAMERA CON USCITA A RADIO FREQUENZA.

Nella fig. 8 è illustrato l'impianto di televisione industriale TV-Eye realizzato dalla ben nota casa Americana RCA e che impiega un tubo da presa vidicon tipo 6198. Quest'impianto riportato in parte dalla Rivista *Elettronica* già nel 1943, è stato studiato come prima utilizzazione pratica dei vidicon, e segue gli studi di Zworykin nello sviluppo e l'applicazione dei tubi da presa ad elemento sensibile di tipo fotoconduttivo. Esso è in gran parte convenzionale, e non impiega circuiti speciali, se si eccettua l'alimentazione un po' insolita per un sistema TVI.

Il tubo vidicon RCA-6198 è inserito in una telecamera di dimensioni ridotte; la cui sezione è illustrata nella fig. 9. Il segnale video, prelevato dal target è inviato alla griglia della sezione triodica di una 6U8, che provvede all'amplificazione preliminare. È stata impiegata la sezione triodica della valvola per ridurre al minimo il rumore d'ingresso, che ha molta importanza per quanto riguarda specialmente le riprese a bassi livelli d'illuminazione.

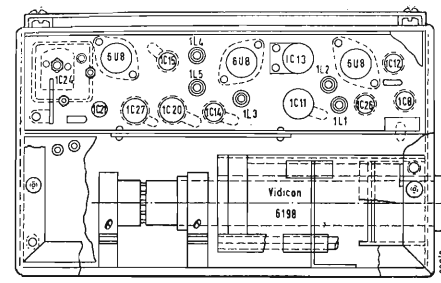



Fig. 9 - Disposizione degli elementi nella telecamera dell'impianto precedentemente citato.

Nel circuito di placca è inserita la resistenza di carico e l'induttanza di compensazione delle frequenze alte, come nei normali stadi amplificatori video già descritti.

La placca di questa prima sezione è accopiata tramite un condensatore ad elevata capacità alla sezione pentodica che provvede alla successiva amplificazione.

Dalla prima 6U8, il segnale è inviato, attraverso un circuito compensatore della caratteristica di risposta del circuito d'ingresso del video e di un sistema correttore di fase costituito da un compensatore da 5 ÷ 50 pF e da una resistenza da 120 kΩ, alla griglia della sezione triodica della seconda 6U8 preamplificatrice. Da questa raggiunge la griglia della sezione pentodica che funge da amplificatore mescolatrice del segnale di sincronismo verticale. Sulla griglia di questa valvola è posto un diodo restauratore della componente continua, mentre il segnale di sincro verticale viene iniettato direttamente in catodo. Nel circuito anodico della sezione pentodica di V_2 sono previsti i soliti sistemi di compensazione della curva di risposta nelle frequenze alte. Il segnale attraverso un diodo limitatore di sincronismo, giunge dalla placca di V_2 alla griglia della sezione triodica di V_3 (6U8), assieme al segnale di sincronismo orizzontale inviato direttamente a monte del diodo precedentemente citato. Questa sezione funge da modulatrice dell'oscillatore RF, costituito dalla seconda sezione (pentodo) della stessa 6U8.

La telecamera è collegata per mezzo di un cavo multiplo ad un cofanetto di piccole dimensioni che contiene i circuiti di deflessione, sincronismo e quelli di alimentazione. Questo sistema di sincronismo deflessione è del tipo ad interallacciamento casuale per cui i due oscillatori verticale ed orizzontale non hanno alcun riferimento tra loro e sono virtualmente indipendenti. Con questo circuito si dovrebbero avere 312 linee orizzontali, con f quadro = = 50 Hz ed f riga = 15625 Hz; invece dato che i due oscillatori sono liberi, la loro variazione di frequenza porta ad una variazione del numero di righe per quadro che può scendere sotto questo valore e risalire di circa il 30 % oltre.

Il « Randoom interlace » o interallacciamento casuale è quindi preferibile al sistema sequenziale a 312 righe sia per il maggior dettaglio e per il minor effetto di stanchezza determinato dalle righe mobili rispetto a quelle fisse.

È naturale che il 312 righe ad interallacciamento casuale è *nettamente inferiore* al sistema a 625 righe interallacciate, che però richiede una maggior complicazione circuitale ed è affrontato quindi solo da poche case costruttrici di apparecchiature TVI (RCA, PHILCO, FERNESEH GMBH, ALLOCCHIO BACCHINI, ecc.).

Ritornando al sistema RCA « TV-Eye » l'oscillatore verticale è costituito da una sezione di 12AU7 oscillatrice bloccata, mentre la seconda sezione della stessa valvola è adoperata come deflettrice di quadro per il vidicon. Il segnale verticale è inviato anche ad una sezione di 12AT7 che lo amplifica e lo rende adatto a formare l'impulso di sincronismo verticale, inviato in telecamera.

La sezione orizzontale è costituita da un oscillatore pilota di controllo sinusoidale, che impiega un circuito Hartley, ed una sezione di 12AT7, da un circuito generatore di deflessione verticale, da un amplificatrice pilota (12AT7) e da una finale di riga per la deflessione del vidicon (6BQ6). Il circuito è completato da un sistema di sicurezza che provvede a togliere la tensione di griglia del vidicon qualora venisse a mancare una delle due deflessioni.

L'apparecchio « TV-Eye » non prevede monitore: il segnale deve essere inviato tramite cavo coassiale ad un ricevitore a TV normale; disposto per la ricezione del canale previsto dall'oscillatore RF della telecamera. In casi speciali il segnale video composito può essere estratto ed inviato attraverso un cavo coassiale da 75 Ω, ad un monitore standard: questa combinazione è preferibile quando si desideri avere un sistema industriale completo con elevata sicurezza di funzionamento. L'alimentazione del circuito è realizzata con sistema insolito ed interessante; un trasformatore di piccole dimensioni provvede a fornire la tensione per i filamenti ad una tensione di 130 V.

Quest'ultima è inviata ad un circuito duplicatore realizzato con due diodi 1N94 ed un condensatore da 60 μF. Dopo il livellamento, la tensione ottenuta è inviata parte direttamente ai circuiti, e parte ad una stabilizzatrice a scarica tipo OA2. I 150 V stabilizzati servono per l'amplificatrice di sincronismo; per l'oscillatore verticale, ed infine per il preamplificatore video della telecamera.

Un altro diodo provvede a rettificare la tensione prelevata dal secondario a 130 V per ottenere la tensione negativa per la griglia controllo del vidicon. *

I Relè

dott. ing. Piero Nucci

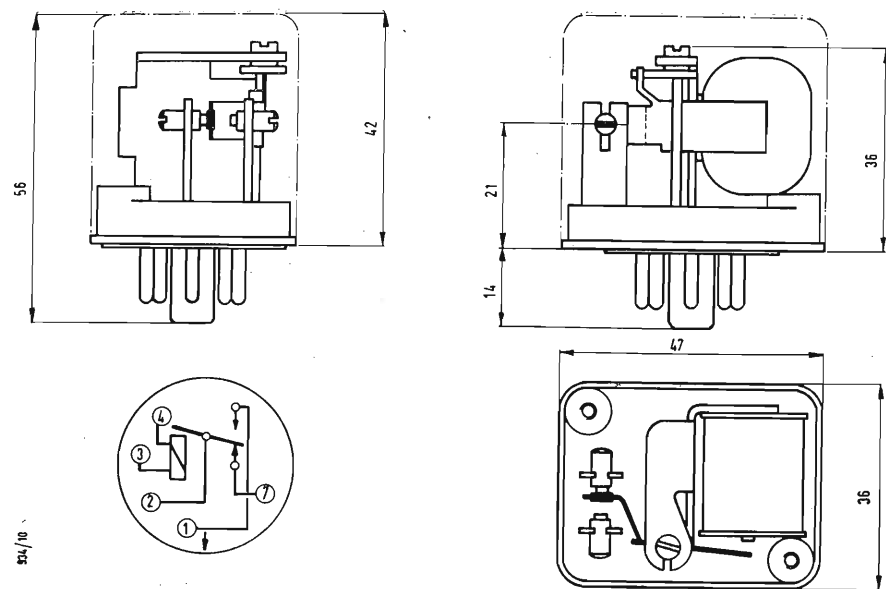



Fig. 3 - Relè sensibile a semplice scambio: schematico.

I relè, interruttori o commutatori automatici, azionati a distanza mediante un elettromagnete, hanno notevole importanza nella tecnica elettronica. In questo articolo se ne danno i principi teorici di funzionamento e si descrivono i vari tipi maggiormente impiegati.

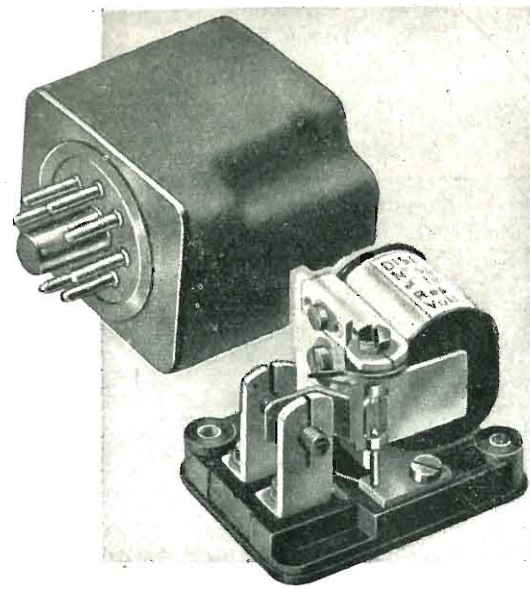



Fig. 4 - Lo stesso relè di fig. 3, in vista.

Fig. 1 - Schemi di strutture magnetiche tipiche di relè: *a*) e *b*) a rotazione, con fulcro a coltello; *c*) a traslazione (succhiante).

Fig. 2 - Le quattro possibili combinazioni fondamentali di contatti; *C*, chiusura; *A*, apertura; *S*, *S'*, scambio.

1. - INTRODUZIONE.

Un relè è, in principio, un organo che utilizza certe azioni elettriche, per chiudere o aprire circuiti elettrici. Vi sono relè elettromagnetici, relè elettronici, relè elettrostrittivi ecc. (Prescindiamo qui dai relè elettronici il cui campo di servizio è del tutto diverso; rileviamo solo, che accanto alle loro singolari prestazioni, essi hanno la limitazione di poter funzionare solo come chiusura, senza scambio).

I primi constano di un nucleo magnetico, massiccio o laminato, di cui una parte (àncora) è mobile rispetto all'altra; (fig. 1) di un sistema meccanico (molla o contrappeso) di richiamo a riposo; di uno o più avvolgimenti in rame isolato, destinati a creare il campo magnetico; del contatto o del gruppo di contatti (fig. 2).

L'àncora può muoversi per avvicinamento parallelo (eventualmente a succhiamento) o per rotazione.

Per aumentare la sensibilità e per avere azione duplice i relè possono essere polarizzati.

Il contatto può essere essenzialmente di chiusura, o di apertura (in posizione di lavoro), o di scambio, secondo quattro schemi di fig. 2; nei due scambi «r» è il contatto chiuso a riposo, cioè a relè diseccitato; *l* è il contatto chiuso in lavoro. Gli schemi *S* e *S'* differiscono in quanto in *S* si ha prima l'apertura del riposo e poi la chiusura del lavoro (con un intervallo in cui entrambi sono aperti); in *S'* si ha prima la chiusura del lavoro, poi l'apertura del riposo ed è evitata ogni discontinuità.

Un relè è caratterizzato da esigenze varie (sensibilità, tempo di attacco, tempo di distacco, numero e tipo dei contatti, pressione dei contatti ecc.): esso ha la possibilità di chiudere un circuito di potenza con una corrente debole.

Un elettromagnete, invece, è un organo destinato a compiere un notevole lavoro meccanico per via elettromagnetica (apriporta, gru, ecc.); in esso nè la sensibilità nè il consumo nè il tempo hanno importanza preminente; ma invece contano la forza iniziale di attrazione, la corsa (che è piuttosto lunga), il riscaldamento, ecc.

Tipi intermedi, per così dire, sono i teleruttori, telecommutatori, teleinvertitori ecc. per centralizzare il comando di circuiti industriali di potenza; sebbene funzionalmente si avvicinino ai relè, per il peso dei contatti multipli, l'elevata pressione e la corsa di molti millimetri si accostano assai più agli elettromagneti costruttivamente e come funzionamento. Di questi non parleremo qui.

2. - RELÈ.

La sensibilità si aggira su 0,5 ÷ 1 W a corrente continua; ma non mancano relè a un solo contatto capaci di funzionare con 25 ÷ 30 mW cioè con 2 ÷ 4 mA (molto leggeri, per uso aeronautico); e persino con 1 mW. Recentemente poi sono stati messi sul mercato dei relè subminiatura del peso di 0,1 g (vedi in seguito) e della sensibilità di un watt circa.

La sensibilità dei relè in corrente alternata è assai minore [1]; la potenza di azionamento è sempre di alcuni voltampere.

I contatti sono a pressione, spesso unita anche a sfregamento per mantenerli puliti; essi sono in argento (che non si ossida); in tungsteno (che richiede una elevatissima temperatura per evaporare) quando la densità di corrente è elevata; o in leghe speciali; e talora a mercurio.

La chiusura dei contatti deve essere stabile ed effettuarsi senza vibrazioni.

Nell'avvolgimento, quello che conta in realtà sono non i watt ma le amperspire (Asp): il numero di spire e la resistenza può variare entro vasti limiti a parità di amperspire. La potenza invece è quella inevitabilmente dissipata per effetto Joule nel conduttore, giacchè si vuol farvi passare corrente, ma essa resterebbe la stessa anche se lo stesso conduttore fosse rettilineo (e se quindi il campo creato dalla corrente fosse praticamente nullo). In altri termini, la forza di attrazione elettromagnetica, fisicamente parlando, non costa potenza elettrica (salvo che al momento dell'attacco) ciò che d'altronde si comprende poichè essa, a regime, non produce potenza meccanica.

La potenza per effetto Joule si può, entro certi limiti, ridurre, a parità di amperspire, aumentando le dimensioni dell'avvolgimento (cioè l'ingombro), e riducendo quindi la resistenza.

Per un dato circuito magnetico, invece, e per un dato ingombro, sia le amperspire che la potenza la forza di attrazione e la costante di tempo elettromagnetica del relè restano approssimativamente le stesse, allorchè la tensione e la corrente variano.

Infatti la resistenza è data da:

$$R = \varrho \frac{l}{S}$$

A parità di sezione totale di rame se il numero delle spire N aumenta la sezione deve ridursi in proporzione inversa; al crescere di N quindi, mentre l cresce, S decresce; risulta che la resistenza varia in proporzione di N^2.

$$R = K' N^2$$

D'altra parte, al crescere di N a parità di amperspire, anche la corrente decresce in proporzione inversa.

$$I = \frac{K''}{N}$$

Infine la tensione:

$$V = RI = K'N^2 \times \frac{K''}{N} = K'''N$$

La potenza:

$$P = V \times I = \frac{K''}{N} \times K'''N = K''K'''$$

è indipendente da N.

Quanto al coefficiente di autoinduzione, esso è:

$$L = \frac{N^2}{R^*}$$

in cui R^* è la riluttanza, costante per un dato nucleo magnetico.

Poichè tanto R^* quanto L sono proporzionali a N^2 il rapporto $\frac{L}{R^*}$ (costante di tempo del circuito) non dipende dal numero delle spire N.

Queste formule servono tuttavia soltanto da primo orientamento, perchè sono basate sulle seguenti ipotesi semplificative, che in pratica spesso non si verificano, neppure approssimativamente:

1) la sezione del ferro sia uniforme;

2) la distribuzione dell'induzione nel traferro si mantenga uniforme (ciò è vero solo per traferri sottili; ed è lontanissimo dal vero nei magneti succhianti);

3) non vi sia flusso disperso.

Altro elemento determinante è la possibilità di smaltire il calore per effetto Joule e (in c.a.) anche il calore dovuto alle perdite nel ferro.

Poichè il campo necessario per mantenere attratta l'ancoretta è assai minore di quello occorrente per l'attrazione iniziale, conviene ridurre la corrente a regime rispetto a quella di attacco, inserendo una resistenza; si economizza così sia nella potenza che nel peso e nell'ingombro.

In c.a. l'autoinduzione aumenta fortemente a àncora attratta, sicchè si ha una limitazione automatica della corrente di tenuta.

Naturalmente potremo adattare una densità di corrente maggiore se il relè funziona per breve tempo e più raramente; otterremo allora potenza, ingombro e peso minori.

Ricordiamo le formule teoriche che sono a base del calcolo di un elettromagnete:

$$F_{kg} = \begin{cases} \frac{1}{g} \frac{B^2 S}{2} = 4{,}05 \; B^2 S \cdot 10^{-4} \text{ (sistema M.K.S.)} \\ = 4{,}05 \; B^2 S \; 10^{-8} \text{ (sist. c.g.s.)} \end{cases}$$

$$L = \frac{N^2}{R^*_l + R^*_f}$$

$$B = \frac{N I}{S \, (R^*_l + R^*_f)}$$

$$R^*_l = \frac{d}{\mu_o \, S} = 0{,}79 \cdot 10^6 \, \frac{d}{S}$$

$$R^*_f = \frac{1}{\mu_o u_r \, S}$$

In queste formule i simboli hanno il consueto significato:

F = Forza di attrazione *per polo* (kg)
R = resistenza (Ω)
L = reattanza (H)
B = induzione (Wb/m² o linee/cm²)
S = sezione del nucleo del polo (m² o cm²) [2]
μ_o = permeabilità del vuoto (1,256 · 10^{-6} H/m)
μ = permeabilità del metallo magnetico, al valore scelto di B ($\mu = \mu_o \, \mu_r$)
N = spire di avvolgimento
I = corrente di eccitazione (A)
d = lunghezza totale del traferro (m o cm) [2]
l = sviluppo del circuito magnetico nel ferro (m o cm) [2]
R^*_l = riluttanza magnetica del traferro (in H^{-1})
R^*_f = riluttanza magnetica del circuito nel ferro (in H^{-1}).

Si osservi che spesso l'induzione B anzichè in Wb/m² è data in linee/cm²; si ricordi che 1 Wb/m² = 10.000 linee/cm². La prima unità, assieme ai m² e ai m appartiene al sistema MKS; la seconda assieme ai cm² e ai cm, appartiene al sistema c.g.s.

[1] In c.a., mentre l'induzione massima è limitata dalle perdite nel ferro, il fatto che la forza sia pulsante ne rende minore il valor medio. Inoltre, due volte in ogni periodo, la forza si annulla con rilascio e vibrazione dell'ancora. Ciò si evita mettendo una spira di rame in corto circuito che abbraccia solo una parte del nucleo sfasandovi il flusso rispetto all'altra parte.

[2] Rispettivamente nei due sistemi MKS e c. g.

Presentiamo qui alcuni relè moderni nell'intento di mostrare i recenti progressi in merito, partendo dalla esemplificazione del già realizzato. È da sottolineare che, sebbene ogni costruttore disponga di tutta una gamma di tipi, si dànno casi nei quali i tipi esistenti non soddisfano certe esigenze particolari. Se però i tipi di serie sono ben studiati quasi sempre basta variare il montaggio utilizzando parti esistenti.

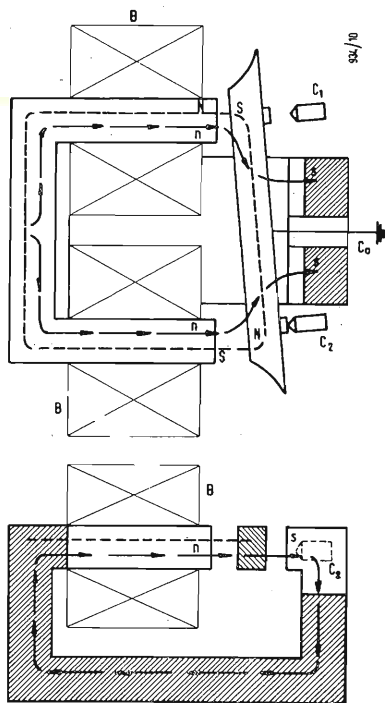



Fig. 5 - Relè polarizzato a semplice scambio. L'ancoretta è sospesa alla molla C_0 i contatti fissi sono C_1 e C_2. Sui due poli si ha la stessa polarità permanente (nord) e opposte polarità elettromagnetiche. L'andamento del circuito del magnetismo permanente è indicato da frecce, quello del flusso elettromagnetico da una linea a tratti

Anche per l'impedenza c'è la massima flessibilità; le amperspire occorrenti si possono realizzare quasi con qualsiasi numero di spire.

Presentiamo in via esemplificativa in figg. 3 e 4 un relè Ducati ES 7404 ad alta sensibilità, a un contatto di scambio per 2A e 250 V c.a., le cui caratteristiche sono elencate qui sotto. La portata del contatto va intesa per carico non induttivo. Il fissaggio è su zoccolo octal, per comodità.

Tensione di eccitazione 1,2 ÷ 12 V
Corrente di eccitazione 21 ÷ 2,4 mA
Potenza di eccitazione ∼ 30 mW
Corrente massima sui contatti (carico ohmico) 2 A a 125 V
Tensione massima sui contatti 220 V c.a.
Tempo di chiusura 0,01 secondi
Tolleranza sulla tensione di eccitazione rispetto alla nominale —20% + 200%
Contatti: in argento puro o in argento e tungsteno, registrabili
Fissaggio: zoccolo octal
Peso: grammi 100 circa

Di questo relè esiste tutta una gamma, da 12 a 1,2 V: indichiamo qui le caratteristiche dei tipi estremi:

Modello	Valori estremi della bobina di eccitazione				
	∅ filo	spire	Ω	V	mA
ES 7404·12	0,06	18000	5000	12	2,4
ES 7401·1,2	0,20	2200	58	1,2	21

Qui di seguito indicheremo i recenti progressi costruttivi nella tecnica dei relè, con particolare riferimento:
ai relè telegrafici polarizzati;
ai relè per selettori passo a passo dei centralini telefonici;
ai relè telefonici con contatti a lamina;
ai relè a mercurio;
ai relè ritardati;
ai relè ultrasensibili (armature tipo strumento Weston);
e ai relè subminiatura.

2.1. - Relè polarizzati.

Mentre nel relè neutro la forza di attrazione è proporzionale alla B^2 dovuta alle amperspire, nei relè polarizzati essa è proporzionale al prodotto di B per l'induzione di polarizzazione base B_o. Accrescendo questa è possibile aumentare di molto la sensibilità del relè. Possono poi ottenersi due azioni, secondo il senso della corrente; infatti si ha attrazione da una parte e repulsione dall'altra.

Un esempio è mostrato in fig. 5. Un magnete permanente in alnico è appoggiato sui nuclei e costituisce la polarizzazione base; i nuclei sono laminati; l'àncora è in ferro-nickel e oscilla, sostenuta da una linguetta elastica in acciaio inossidabile, che costituisce pure il collegamento elettrico con i contatti mobili. Sia questi contatti che quelli fissi in C_1 C_2 sono in carburo di tungsteno, altamente resistente all'evaporazione e alla corrosione da arco. Due contatti sono piani, altri due a calotta. Questo montaggio dà luogo a spostamenti longitudinali dell'armatura piccoli e uniti a rotazione, talchè si evitano i rimbalzi dei contatti; vi è pure un lieve scorrimento che tiene puliti i contatti. Nel disegno schematico si vedono anche le bobine, B, che debbono essere collegate, ovviamente, in senso concorde; le amperspire necessarie si possono realizzare con i più diversi valori del numero delle spire e della resistenza, quindi anche della tensione di alimentazione.

In fig. 5 si vede il contatto mobile C_o, i due contatti fissi C_1 C_2 e le bobine B; l'andamento del flusso magnetico permanente è schematizzato con frecce e con i poli n n s s; quello del flusso elettromagnetico con la curva a trattini e con i poli N S N S.

Questi relè possono lavorare 18 e più mesi compiendo 5 milioni di manovre al giorno.

2.2. - Relè motore per selettore passo a passo.

Una ruota dentata si impegna in posto l'arpionismo e fa fare un passo un arpionismo, che si libera ogni volta che l'armatura del relè è attratta; al rilascio, la molla antagonista riporta a di rotazione all'albero portaspazzola. In tal modo la spazzola è tenuta sempre esattamente in posto, salvo quando si muove. Essa striscia fra una doppia fila di dieci contatti, pulendosi così a ogni passaggio.

Naturalmente nello stesso relè si possono montare tre o più spazzole contro altrettanti banchi di contatti. Questi sono annegati nel supporto di bachelite, affinchè si abbia un moto dolce e senza salti; il complesso subisce dopo la costruzione un ciclo di invecchiamento sotto pressione.

L'isolamento fra contatti e massa è misurato con 2000 V c.a.

La velocità è 70 passi al secondo.

Campioni hanno resistito a 1 milione di giri, senza dar luogo a inconvenienti.

2.3. - Relè telefonici.

Presentiamo in fig. 6 un relè P.O. tipo 3000 della Electro Methods (U.S.A.) con nucleo in ferro-silicio a bassa ritentiva. L'avvolgimento può essere fatto con valori della resistenza assai diversi (1 a 100.000 Ω), la potenza di eccitazione si aggira su 0,1 W per ogni contatto, i contatti possono portare da 40 VA, sotto 130 V, fino a 675 VA, sotto 250 V (con carichi non induttivi) secondo che siano in argento, in platino a in elkonite,

In fig. 7 è visibile il circuito magnetico costituito dal pezzo a U allungato (che porta anche, su un ramo, la bobina) e dall'ancoretta, appoggiata sopra un fulcro a coltello, in modo da muoversi col minimo attrito, pur realizzando un circuito magnetico quasi chiuso. Al centro dell'àncoretta è visibile una vite in ottone, regolabile, detta «antirimanente»; essa ha lo scopo di creare un minimo di traferro (registrabile) anche ad àncora attratta, evitando così un ritardo o addirittura la impossibilità al distacco, a causa della magnetizzazione residua.

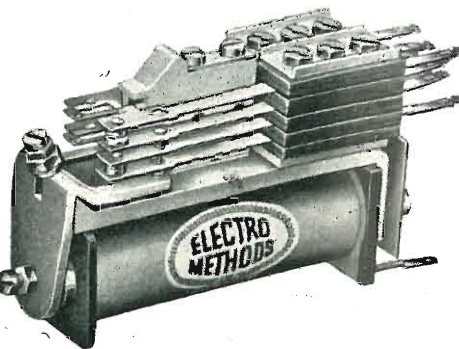



Fig. 6 - Relè tipo Post-Office in vista.

Infine, c'è il pacco delle molle, isolate fra loro; il tutto è tenuto in posto da due viti isolate, serrate sotto forte pressione.

Il montaggio su pannello o su telaio avviene con due viti nel fondo, sicchè il relè resta con i suoi contatti da una parte del pannello di montaggio, e può essere racchiuso in una custodia protettrice contro la polvere; mentre tutte le linguette terminali (sia della bobina che dei contatti) sporgono dalla parte opposta e sono raccolte per il «pettine» di collegamenti. Questo è molto comodo sia come montaggio che per l'ispezione in esercizio quando si tratta di un gran numero di relè.

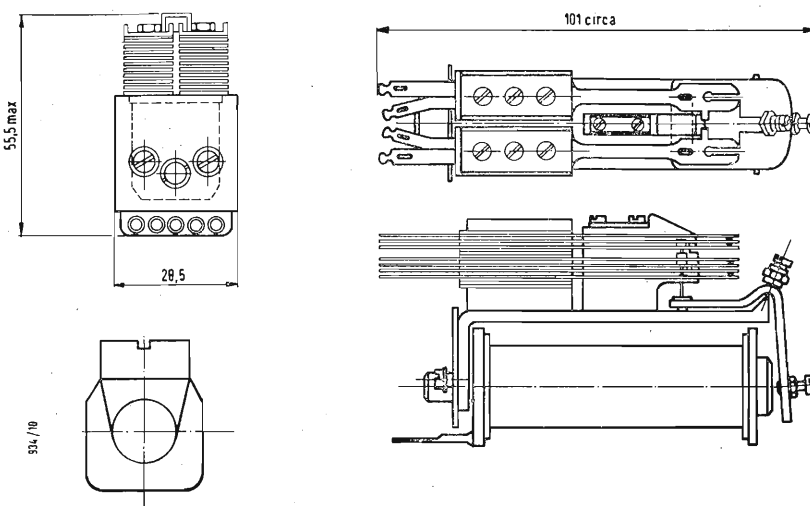



Fig. 7 - Lo stesso relè di fig. 6, schematico.

Questo è il tipico relè per correnti deboli, a consumo non troppo alto, e che si presta agli usi più diversi.

In ogni molla i contatti sono due, in parallelo, su due linguette indipendenti; il movimento comprende sempre un po' di scorrimento, allo scopo di ripulire i contatti stessi; le vibrazioni e i rimbalzi sono senza effetto sulla stabilità e prontezza del contatto che si stabilisce, data la diversa forma e la diversa rigidezza delle varie molle.

I contatti sono stabiliti fra due dischetti (entrambi convessi o uno piano e l'altro convesso per facilitare la pulitura automatica) di materiale speciale (per es. argento), saldati alle molle.

Un contatto deve poter rompere una certa corrente sotto una certa tensione; il carico può essere ohmico o anche induttivo (nel qual caso l'arco di rottura è più intenso e dura più a lungo); il contatto non deve riscaldarsi troppo, non deve corrodersi, nè ossidarsi, nè sporcarsi altrimenti e deve durare a lungo. Esso costituisce il punto più delicato del relè.

Probabilmente non esiste un materiale ottimo per tutti i contatti.

L'argento ha un'ottima conduttività superficiale, ma forma delle pellicole; inoltre il metallo migra da un polo all'altro sotto l'arco e così si formano erosioni.

Il platino si comporta meglio, e può portare una maggior corrente. Ancora migliore è l'elkonite, o l'argento allegato, sopratutto dal punto di vista durata sotto servizio pesante.

Il tungsteno resiste molto bene sia al logorio per attrito che all'erosione, ma richiede una forte pressione fra i contatti (ciò che implica una maggiore forza e una maggiore potenza di attrazione del relè) e una tensione elevata. Talora si adotta argento e tungsteno.

Le molle debbono essere di metallo buon conduttore e avere un'opportuna rigidezza, ciò che dipende sia dal metallo che dal trattamento metallurgico e meccanico. Queste qualità debbono permanere fino a una certa temperatura.

Una lega abbastanza usata è quella in argento e nickel.

Se si tratta di relè per A.F. le molle sono sfalsate, per ridurre al minimo la capacità.

2.4. - Relè a mercurio.

Ovviamente un relè a mercurio deve essere montato in posizione fissa verticale. In genere il mercurio, chiuso in un bulbo, porta un galleggiante in ferro (il ferro non si amalgama); allorchè il galleggiante è attratto in basso da una forza elettromagnetica, il livello del mercurio sale ed esso raggiunge il contatto, fisso.

La potenza occorrente è relativamente considerevole, per es. 180 V. 26 mA c.c., 4,7 W.

Presentiamo dei relè a mercurio della Ebert.

Caratteristiche:
Interruzione: unipolare;
Alimentazione: a 115 o 230 V c.a., 60 Hz.;
Tempo di chiusura: 35 millisecondi;
Potenza di rottura:
35 A a 115 V c.a. o motore monofase da 2 HP con cos $\varphi = 0{,}75$
25 A a 230 V c.a. o motore monofase con cos $\varphi = 0{,}75$
12 A a 120 V c.c. o motore c.c. da 0,5 HP
7 A a 220 V c.c. o motore c.c. da 0,5 HP.

Fig. 8 - Relè bipolare a mercurio, tipo EM 4 Ebert, di potenza.

(Nei relè per servizio pesante: 60 A a 115 V c.a. 35 A a 230 V c.a.).

Può essere fornito con il contatto aperto a riposo o chiuso a riposo.

Il relè è stagno, a prova di polvere e di umidità: non richiede manutenzione; non si logora; non ha parti in moto; i contatti sono in tungsteno in atmosfera di gas inerte.

La bobina funziona con 50 mA a 115 V c.a. o con 28 mA a 230 V c.a., 60 Hz.

Altri tipi (fig. 8), sono bipolari (a riposo possono essere chiusi entrambi i contatti, o aperti entrambi, o uno aperto e uno chiuso) e tripolari, (monofase o trifase, a combinazioni varie di chiusura).

Questi relè sono forniti anche associati a un tiratron; la corrente di comando è allora dell'ordine dei microampere.

2.5. - Relè ritardati.

Ci sono relè ritardati al solo attacco, al solodistacco o a entrambi. Il ritardo può ottenersi per via elettromagnetica (p. es. con una camicia di rame massiccia investita sul nucleo, che con le sue correnti parassite allunga il transitorio. Se la camicia si colloca dalla parte opposta dell'àncora, il ritardo alla chiusura è assai ridotto, perchè il flusso che nel primo istante non passa attraverso la camicia, si chiude attraverso

l'aria, dopo essere passato per il traferro e aver effettuata l'attrazione. Se invece si colloca la camicia dalla parte del traferro il flusso, che inizialmente non può attraversare l'una non attraversa nemmeno il traferro e non opera; solo gradualmente si stabilisce a un valor sufficiente. Al rilascio la camicia conserva il flusso dappertutto e quindi ha un'azione di ritardo) o per via idraulica o pneumatica; la prima è sufficiente per ritardi di 0,1÷0,5 sec. o poco più; la seconda può dare ritardi molto maggiori.

Descriviamo un tipo di relè della ditta Heinemann che serve per pro-

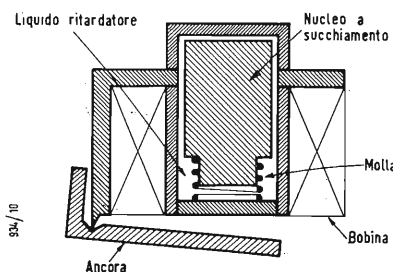



Fig. 9 - Relè Heinemann con nucleo a succhiamento. Solo quando esso è giunto in fondo al flusso magnetico è sufficiente ad attrarre l'ancora; il moto è ritardato dalla molla a spirale e dal liquido che riempie la cavità del nucleo.

tezione contro le sovracorrenti; esso è a tempo inverso (azione tanto più lenta quanto minore è la sovracorrente) sicchè ha funzionamento ritardato per una corrente 125 % della normale e istantaneo per una corrente 800 % della normale.

Si evita così di farlo agire per brevi sovracorrenti che non avrebbero il tempo di danneggiare la macchina da proteggere. Subito dopo l'azione esso può venire richiuso di nuovo ed è subito pronto per un nuovo ciclo.

Esso funziona sul principio seguente. Il nucleo della bobina è assialmente mobile, sicchè viene attratto per azione succhiante quando il relè è eccitato e comprime così una molla (fig. 9). Solo quando il nucleo giunge a fine corsa il circuito magnetico si completa e l'àncoretta è attratta, chiudendo anche il contatto di tenuta del relè.

Aprendo il circuito di tenuta il relè torna a riposo.

Il nucleo è immerso in una vernice fluida di siliconi, che ne rallenta il moto spostandosi fra nucleo e astuccio. Una valvola consente di variare la temporizzazione. Questo relè può servire pure come temporizzatore.

2.6. - Tipi di relè ad alta sensibilità.

Le sensibilità si aggirano sui 40÷60 e anche 22 mW c.c. con resistenza della bobina fino a 14.000 Ω.

Le condizioni di lavoro sono stabili fra — 60 °C e + 125 °C di temperatura; fra 1 e 1/25 di atmosfera di pressione; resistenza a vibrazioni fino a accelerazioni di 10 *g* e fino alla frequenza di 500 Hz; resistenza agli urti fino a accelerazioni di 50 *g*; portata dei contatti 2 A 25 V c.c. o 115 V c.a., ma su carico resistivo.

Questi relè di solito sono ermeticamente chiusi e possono compiere fino a 1 milione di cicli di lavoro; sono montati su spine a 7 o 8 piedini per zoccolo miniatura. L'isolamento si prova a 500 V c.a.

Fra i relè ad alta sensibilità meritano un posto a parte i relè Meter Type a bobina mobile, tipo strumento Weston.

La potenza si aggira su 1 mW, sicchè spesso il relè è azionato direttamente, senza amplificazione .

In questi relè a debolissima coppia e capaci di premere il contatto solo con pochi milligrammi, il problema è di assicurare un contatto stabile.

Il Sensitrol della Weston ha, per contatto fisso, un piccolo magnete argentato; l'armatura, costituita dall'indice dello strumento, in ferro dolce argentato, funziona pure da contatto mobile.

È chiaro che, quando l'attivazione del relè porta l'indice a contatto col magnete, i due pezzi aderiscono in

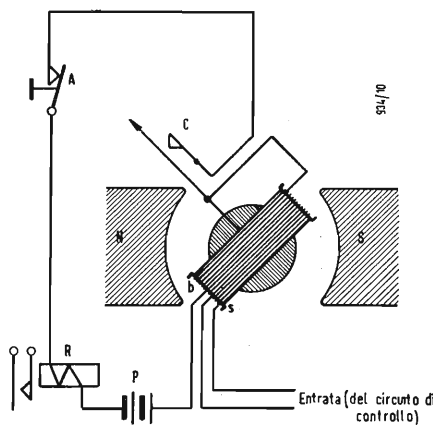



Fig. 10 - Relè Strument Type di altissima sensibilità. La corrente che arriva dal circuito di entrata (pochi microampere) chiude debolmente il contatto *C*; allora la bobina *b* è percorsa da una debole corrente locale che aumenta la pressione e quindi la corrente stessa. Il rilascio si ottiene aprendo *A*.

virtù non dell'attrazione elettromagnetica ma dell'attrazione magnetica, e con la forza di qualche grammo.

È predisposto poi un solenoide (alimentato a parte con 6 V, 75 mA e comandato da un altro circuito) che, eccitandosi, provoca il distacco.

Il contatto fisso è registrabile, con tolleranza del 5 % del fondo scala. Questo contatto, in platino iridio, porta 35 mA con 6 V c. c.

Si ha il fondo scala con soli 4μA.

Un altro dispositivo (schema fig. 11) è equipaggiato con una doppia bobina mobile, una sensibile *s*, l'altra di bloccaggio *b*. Allorchè, eccitando la prima, si chiude più o meno bene il contatto *c*, con la debole forza di pochi mmgr., una certa corrente della sorgente locale *P*, attraverso il contatto, passa nell'altra bobina; ciò aumenta la pressione e riduce la resistenza del contatto (tanto più che la chiusura è accompagnata da strisciamento), eccitando maggiormente la bobina di bloccaggio e così via; l'effetto è a catena, come quello di un circuito a reazione; si giunge così a pressioni di 3÷4 g che caricano le molle del contatto, e attirano l'altro relè asservito *R*.

Aprendo momentaneamente il circuito della bobina di bloccaggio in *A* queste molle, per elasticità, respingono indietro l'armatura mobile; ciò avviene anche se la bobina sensibile è eccitata; ma in tal caso, il contatto si richiuderà poi debolmente sotto l'azione di questa e il gioco ricomincierà; altrimenti le bobine mobili torneranno a riposo.

Questi relè compiono soddisfacentemente molti milioni di manovre.

Ci sono varianti di questi relè a prova d'urto e di vibrazioni.

Altri relè ad alta sensibilità, dello stesso genere, sono però invertiti, cioè a bobina fissa e magnete mobile. Essi richiedono 25 mW con resistenze della bobine da 60 ohm a 20 000 ohm (0,04 a 0,8 V).

Un singolare tipo di relè è quello elettrostrittivo della Mullenback El. Manuf., il quale funziona non in base alla potenza ma all'energia, e richiede un millijoule.

Esso può rispondere alla somma di più impulsi.

Le caratteristiche dell'impedenza di « entrata » sono 0,01 μF con 500 MΩ in parallelo; per la tenuta bastano 0,05 mW, per compensare la dispersione; esso viene alimentato con 150 V c. c. e può chiudere la corrente di 1 A c. a. a 125 V con carico non induttivo.

2.7. - Relè subminiatura e relè ermetici.

Per gli apparecchi a transistor sono stati messi in produzione dei relè leggerissimi (peso 0,1 gr.) fig. 7, delle dimensioni di un transistor. Essi richiedono circa 1 W e portano al contatto 0,25 A con 26 V c. c. o 115 V c. a. con carichi non induttivi.

Questi, come altri tipi di relè sensibili, possono essere vantaggiosamente racchiusi in una custodia e suggellati ermeticamente; ciò protegge i contatti dalla polvere o da eventuale atmosfera corrosiva e quindi garantisce funzionamento più sicuro e vita più lunga. Ancor meglio se la chiusura, pur essendo praticamente ermetica, è asportabile, perchè ciò consente di fare sul momento eventuali rimesse a punto o piccole manutenzioni, senza smontare il relè; meglio se la custodia è di vetro perchè permette di sorvegliare il relè. *

nel mondo della TV

Collegamenti TV attraverso lo strato F.

La possibilità di ricevere le emissioni TV, provenienti da migliaia di km, (alla quale si è accennato su *l'antenna*, aprile 1956, pag. 163), viene confermata sulle pagine della rivista sovietica Radio (maggio 1957, pag. 25), dagli esperimenti di un certo Milov il quale, nella città di Kujbyscev (Samara), riesce già dal 6 novembre fino a tutto il dicembre 1956 (successive notizie mancano), a ricevere quotidianamente, entro le ore 12 e 16,20, le emissioni TV di Londra (41-45 MHz), cioè da una distanza di oltre 3300 km. L'esperimentatore definisce queste ricezioni come sicure e regolari mentre le emissioni di Holme Moss (48÷52 MHz) che pure riesce a ricevere talvolta, pervengono molto disturbate. L'intensità di campo, secondo le sue osservazioni, è sottoposta a variazioni progressive, particolarmente intorno alle ore 14 (di Mosca), quando viene raggiunto un certo minimo (1). Altro inconveniente che si manifesta durante queste ricezioni, sono frequenti sdoppiamenti dell'immagine e perfino triplicazioni, con spostamento del « fantasma » del 15-50 %. Con minore regolarità, nello stesso periodo, sono state captate emissioni TV francesi e danesi (2500 km).

Dell'impianto ricevente di Milov si sa soltanto che è costituito da un televisore autocostruito, con schermo circolare di 9″ e da una antenna dimensionata per 49-56 MHz, a 12 elementi disposti in 4 piani. Da pubblicazioni anteriori dello stesso Milov, su esperimenti iniziati nel precedente novembre 1955, con successi piuttosto scarsi, nei confronti con quelli conseguiti da altri esperimentatori, risulta che a quei tempi egli adoperava una antenna a 16 elementi, pure disposti in 4 piani come attualmente, su un palo alto 21 m, e provvista di un booster a 6 stadi, completato nell'interno del ricevitore da 3 stadi a RF, prima della conversione di frequenza.

Due altri esperimentatori, disponendo nei pressi di Taskient di un televisore di produzione industriale (∅ 12″), di un preamplificatore RF a due stadi per il canale 77-84 MHz e di una antenna a 5 elementi per lo stesso, hanno avuto occasione di captare nel gennaio 1957, sul canale 59-66 MHz, un programma TV russo, che poteva prevenire o dalla stazione ripetitrice di Kalinin (2800 km), o da quella situata più verso sud e più potente stazione di Kiev (3100 km). (*O. Cz.*)

(1) Il fatto potrebbe essere spiegato, secondo il relatore, con l'aumento della quota dello strato F_2 conformemente a quanto risulta dall'articolo: « Il Riflettore Jonosferico ». Si veda *l'antenna*, gennaio 1957, pag. 2.

Note sulla TV in Polonia

Dai fascicoli di gennaio, febbraio e marzo u.s. della rivista polacca Radioamator si apprende che il numero delle stazioni trasmittenti TV in Polonia, verrà tra breve portato da 2 a 4. Già dal principio del 1956 (gennaio ?), trasmette la stazione di Varsavia, con una potenza di 5 kW, sul 3° canale dell'Est europeo (59,25 MHz video e 65,75 MHz audio).

Nel febbraio 1957 è entrata in funzione la stazione TV di Lodz,

La terza stazione TV sta per sorgere nei pressi di Katowice (già Stalinogrod). Della sua costruzione è stata incaricata la casa francese Radio Industrie. Avrà una potenza di 20 kW. Anche a Stettino è stato iniziato il montaggio delle apparecchiature di trasmissione TV.

Per quanto si tratta dei ricevitori TV, il loro numero a fine di gennaio 1957 stava per raggiungere 11 mila unità. In prevalenza sono a schermo circolare non superiore a 12″, come nel modello « Vistola » noto ai nostri lettori (*l'antenna*, gennaio 1957, pag. 28) e di produzione corrente. È un 18 valvole con 4 diodi a cristallo, che viene predisposto per uno dei seguenti tre canali dell'Est europeo:

2° video 49,75 audio 56,25 MHz
3° video 59,25 audio 65,75 MHz
4° video 77,25 audio 83,75 MHz

La produzione nazionale di cinescopi è concentrata su tipi a 7″ e si prepara la produzione di quelli a 12″ circolari. (*O. Cz.*)

i nostri autori

Dott. Ing. Vittorio Banfi. Nato a Milano il 26 aprile 1928. Laureato in Ingegneria

Industriale Elettrotecnica nel luglio 1952 presso il Politecnico di Milano. Frequenta per alcuni mesi il « Cavendish Laboratory » ed il Laboratorio elettronico Pye a Cambridge (Inghilterra).

Entrato alla RAI-TV alla fine del 1952, partecipa attivamente alla costruzione del trasmettitore TV di Monte Penice, ove rimane come « Capo Complesso » sino alla metà del 1953. In seguito passa al trasmettitore TV di Milano, e successivamente al Laboratorio RAI di Torino ove trovasi attualmente. Durante il periodo di attività a Milano ha svolto anche una attività collaterale come assistente al Laboratorio Comunicazioni Elettriche sotto la guida del compianto Prof. Vecchiacchi. È autore di numerose memorie ed articoli sulla tecnica televisiva.

* * *

Per. Ind. Raoul Biancheri Nato a Bordighera nel 1921. Ha studiato presso l'Istituto

Radiotecnico di Milano dove, nel 1941, ha conseguito il primo premio quale miglior diplomato.

Dopo un breve tirocinio alla C.G.E., presso la sala prove radio e quindi alla S.A. Brevetti Arturo Perego, presso il collaudo dei componenti telefonici, è passato alla Società Allocchio Bacchini & C. Nei sei anni trascorsi nel Laboratorio Radio professionale si è specializzato nel campo delle OUC, delle microonde, della modulazione di frequenza e del riscaldamento a RF. Dal 1947 fa parte della Siemens S.p.A. quale progettista di apparecchiature per telecomunicazioni mono e pluricanali nel campo VHF e UHF nella sezione Radio professionale del Laboratorio Trasmissioni. Appassionato cultore della tecnica radio, fa parte dal 1946 del corpo insegnante dell'Istituto Radiotecnico di Milano.

* * *

Dott. Ing. Guido Clerici. Nato a Milano nel 1927, conseguì nel 1952, presso quel Politecnico, la laurea in Ingegneria Elettrotecnica. Si occupa di elettrochimica, di materiali elettrici e di elettronica (radioamatore di vecchia data).

È capo del « Servizio Studi e Progetti Accumulatori » del-

la Fabbrica Italiana Magneti Marelli. È inoltre Segretario del Sottocomitato 21-35 Accumulatori e Pile del Comitato Elettrotecnico Italiano.

* * *

Dott. Ing. Gustavo Kuhn. Nato a Torino nel 1926. Laureato presso il Politecnico di Milano nel 1949 in Ingegneria Industriale Elettrotecnica, ha quindi prestato servizio nell'Aeronautica Militare Italiana in qualità di Sottotenente del Genio Aeronautico.

Durante questo periodo ha avuto la possibilità di lavorare in campo radar e microonde in Italia ed all'estero. Congedatosi da poco più di un anno, è poi entrato a far parte dell'Organizzazione Europea per la Ricerca Nucleare, con sede a Ginevra.

Qui egli svolge tuttora la sua attività, specialmente nel campo delle strumentazioni elettroniche per la fisica nucleare.

È celibe, e la sua più grande passione è l'alpinismo, seguito dallo sci e dal pattinaggio.

È radioamatore, con nominativi I1 JKA e DL 4 CR. Collabora a « l'antenna » da un paio di anni.

Dott. Ing. Franco Simonini - i1JK È uno dei tanti tecnici del campo elettronico che provengono dalle file dei radioamatori. Nel 1947 si è laureato in elettronica con una tesi su di una stazione a modulazione di frequenza. Dopo la laurea ha lavorato per due anni nei laboratori della Olap e successivamente è entrato a far parte di un reparto di telecomunicazioni delle Siemens Sede.

Da quasi dieci anni è assiduo collaboratore de « l'antenna » e tra i lettori si è fatto un nome per la proverbiale chiarezza e competenza con cui tratta per esteso i problemi circuitali e le impostazioni di progetto.

Di preferenza egli si è finora interessato di strumenti di misura e di problemi inerenti la bassa frequenza, ma ha anche pubblicato per i tipi della Editrice il Rostro l'unico testo italiano sulle « Antenne di trasmissione e ricezione » e per di più con criteri pratici completamente

nuovi per il mercato librario italiano.

FIORI D'ARANCIO

Il nostro collaboratore dott. ing. Pierantonio Cremaschi annuncia il suo matrimonio con la gentile signorina Lele Moro. Agli sposi l'augurio sincero di ogni bene da parte dello «staff» de *l'antenna*.

Radiotrasmettitore 25 W Fonia per Servizio d'Amatore

a cura di Gian della Favera

L'apparato qui descritto è stato realizzato essenzialmente con criteri di economia e quindi utilizzando in buona parte materiale "surplus", non dimenticando però tutti quegli accorgimenti necessari per costruire un buon radiotrasmettitore.

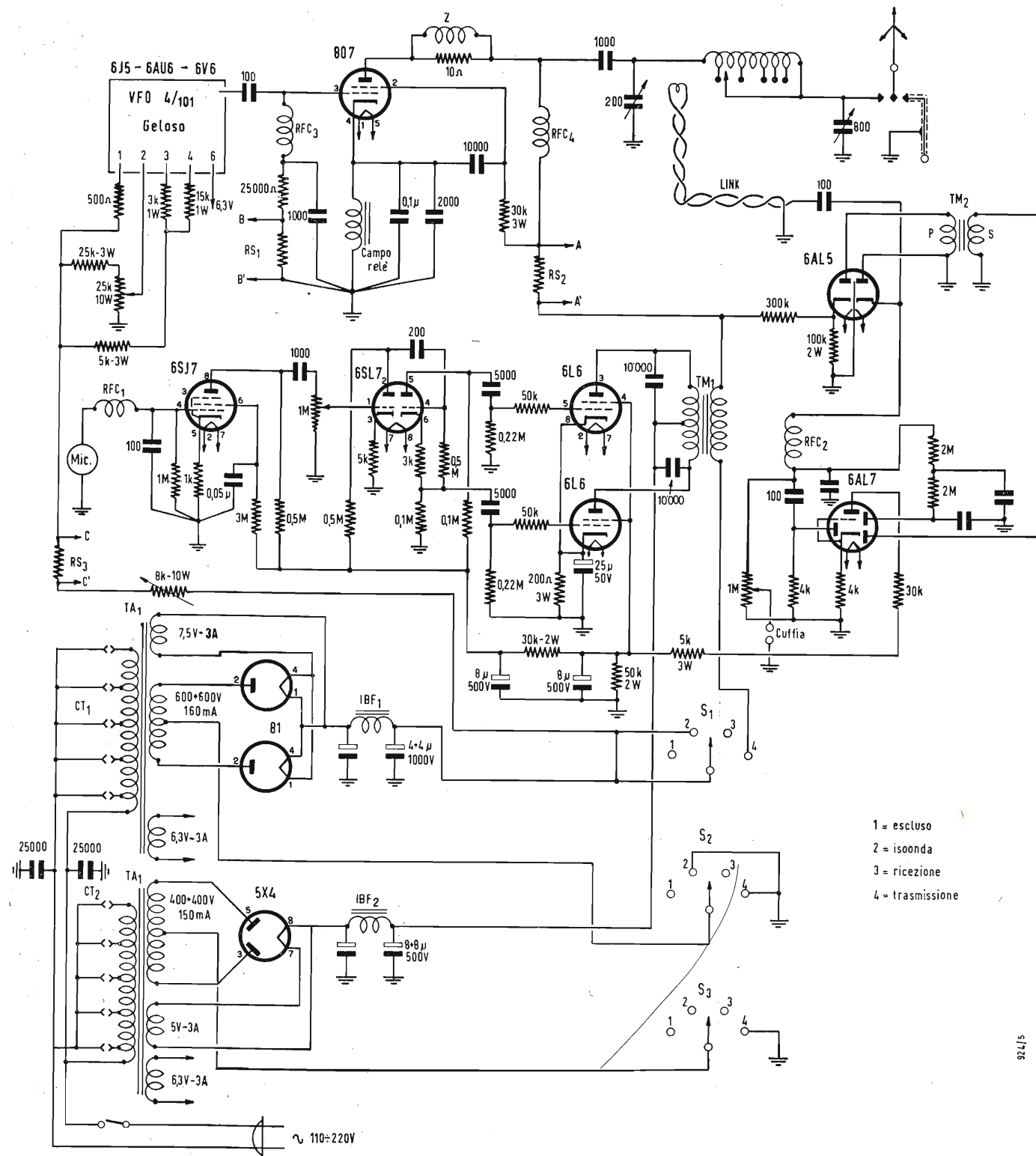



Fig. 1 - Schema elettrico completo del radiotrasmettitore. Dall'alto in basso: la parte RF, il preamplificatore microfonico e il modulatore, gli alimentatori.

IL TRASMETTITORE che qui di seguito viene illustrato, non ha la pretesa di essere qualcosa di «non plus ultra»: esso riunisce soltanto in sè tutti gli accorgimenti e le particolarità cui sono arrivato dopo prove e modifiche, partendo da quello che logicamente è lo schema base per una realizzazione del genere (fig. 1).

Lo scopo prefissomi era quello di mettere insieme un trasmettitore di facile manovra, di basso costo e di minimo ingombro, adatto sopratutto a spedire in antenna la radiofrequenza modulata come si deve, e non ad accendere per assorbimento la lampada da tavolo, o a far scottare tra le mani il microfono.

Il materiale usato è tutto di ottima qualità, pur provenendo in buona parte dal mare del surplus bellico.

Nel montaggio è stata molto curata la disposizione dei pezzi, qualche volta anche a scapito della simmetria, specie per la parte in alta frequenza.

Ma è pur vero che la radiofrequenza non ama i giri viziosi per salire all'aereo. il quale dev'essere ben dimensionato elettricamente, onde non diventare una sorgente di armoniche solo utili a dilettare i vicini utenti di ricevitori a MF o TV, che oggi non son pochi!...

La solidità va pure molto curata: altrettanto vale per le prese di massa e per le saldature.

1. - DESCRIZIONE GENERALE DEL TRASMETTITORE.

Si compone di:

1 VFO modulato 4/101 della Geloso (Milano);

1 Stadio Finale (PA), con valvola 807;

1 Indicatore della percentuale di modulazione;

1 Stadio accordatore di aereo a pi greca (Collin's);

2 Alimentatori.

Il tutto montato sullo stesso telaio, ricavato da un ricevitore alleato AR 208, opportunamente modificato e a cui è stato sostituito il pannello frontale, ottenuto da una lastra di alluminio di 2 mm di spessore.

Un milliamperometro di 1 mA fondo scala, opportunamente shuntato, e comandato da un commutatore-selettore, mi indica:

a) la corrente anodica assorbita dal PA;

b) la corrente di griglia del PA (eccitazione);

c) la corrente totale assorbita dal VFO (fig. 2).

Una termocoppia a 3 A fondo scala indica la corrente totale assorbita dal sistema radiante.

In modo rapido si ottiene la commutazione isofrequenza-ricezione-trasmissione, a mezzo di un commutatore a tre vie quattro posizioni. Si noti che col commutatore in posizione di ricezione, gli elettrolitici non sono sotto tensione, a tutto vantaggio della loro durata.

Il VFO di cui ho fatto uso è più che sufficiente a pilotare la valvola 807 dello stadio finale in classe C. Ritengo inutile la descrizione del circuito, essendo chiaramente e ampiamente illustrato dalla stessa Casa costruttrice nelle sue pubblicazioni (vedi Bollettino Tecnico Geloso N. 59/60, oppure il Catalogo Generale Geloso).

Tale VFO che viene fornito completo, è di minimo ingombro, e di facile sistemazione sul telaio. Si è curata assai la schermatura dagli altri circuiti, data la compattezza del complesso. Per la taratura si dovrà far uso di un oscillatore calibrato: una volta sicuri che l'oscillatore Clapp non vada a spasso con la frequenza, si può far uso dello stesso per l'allineamento dei circuiti della 6AU6 e della 6V6, controllando la corrente di griglia segnata dal milliamperometro. (Commutatore strumento in posizione *b*)

La corrente varierà a seconda delle gamme, comunque dovrà mantenersi fra i 3 e 3,5 mA.

Durante il cablaggio, si avrà cura di sostituire il condensatore di 100 pF che traduce la radiofrequenza alla griglia controllo del PA con un altro di pari valore, ma ceramico, isolato a 1000 V.

Ciò perchè ho notato che quello originale se ne va in corto molto spesso e volentieri.

Il collegamento, infine, sarà il più breve possibile.

2. - IL MODULATORE.

Impiega i seguenti tubi:

6SJ7 preamplificatrice microfonica

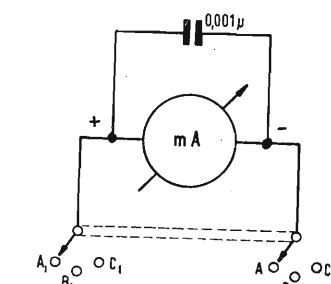



Fig. 2 - Inserzione del milliamperometro.

6SL7 seconda amplificatrice e invertitrice di fase

due 6L6 in controfase, classe AB.

Il trasformatore di modulazione è recuperato da un Bendix. Il mod. 5407 della Geloso è fatto apposta per lo scopo. Ma chi vuol prendersi la briga di autocostruirlo e far le cose per benino, può far uso dei seguenti dati:

Sezione del nucleo 12 cm².

Sezione del traferro 0,2 mm.

Primario 2000 spire con presa centrale.

Secondario uguale al primario. Filo 0,15 smaltato. Il secondario è bene sia avvolto fra le prime due metà del primario, e gli isolamenti dovranno essere curati al massimo. Prima dell'introduzione nel pacco lamellare, immergere gli avvolgimenti in un bagno di paraffina ben calda.

L'alimentazione del modulatore è ottenuta con trasformatore separato. Il complesso è alimentato con 380 V, e lo stadio in controfase è separato dagli altri con un resistore di 30 kohm e un elettrolitico di 8 μF.

Una impedenza AF è montata all'ingresso della valvola preamplificatrice: serve ad impedire che eventuali tracce di RF raccolte dal cavo del micro vengano amplificate e tradotte in RAC. L'avvolgimento a nido d'ape di una vecchia media frequenza serve ottimamente allo scopo.

3. - STADIO FINALE A RADIOFREQUENZA.

Fa uso di una valvola 807, lavorante con circa 600 V anodici e 45 mA circa di assorbimento. Detto stadio è alimentato dal trasformatore T_2 e dai tubi raddrizzatori 81.

La polarizzazione di griglia è ottenuta in parte attraverso la resistenza di 25 kohm, e in parte attraverso il campo di un relè, di 200 ohm. Il relè, che come appare chiaramente dallo schema serve a commutare l'aereo in trasmissione-ricezione, ha pure la funzione di proteggere la valvola in caso di circuito dissintonizzato, evitando che la corrente assorbita salga alle stelle, arrossando la placca, con le conseguenze di dover gettare la povera 807 nei ferrivecchi.

In parallelo alla bobinetta di campo, è montato un condensatore di 100.000 pF. Ciò evita che con il passaggio di minima corrente di eccitazione esso canti la raganella.

Sul circuito anodico della valvola, è applicato un filtro, costituito da 6 spire di filo di rame da 8/10 avvolte su un resistore di 10 ohm. Serve ad evitare il formarsi di oscillazioni spurie.

La radiofrequenza è prelevata mediante un condensatore ceramico ad alto isolamento, di circa 1000 pF ed avviata al sistema d'accordo dell'aereo a pi greco. Nel mio caso ho fatto uso del gruppo 4/110 della Geloso. Non è detto che la bobina non possa essere facil-

(*il testo segue a pag. 286*)

Il Tacan*

Nuovo Sistema di Radioassistenza alla Navigazione Aerea

Si tratta di un sistema a funzionamento automatico a lettura diretta delle coordinate. Può sostituire vantaggiosamente tutti gli altri dispositivi fin qui realizzati.

Con il nome di Tacan si designa un nuovo procedimento per la navigazione aerea che permette al pilota, tramite una lettura diretta, di conoscere la distanza fra l'apparecchio e un punto caratteristico scelto fra un certo numero di ripetitori, fissi o mobili, installati sul terreno o sul mare, e l'angolo verso il nord determinato fra il punto di riferimento scelto e l'apparecchio.

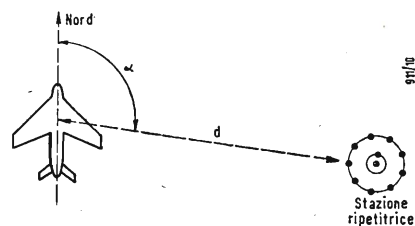



Fig. 1 - Il Tacan permette ad un pilota di aereo di determinare la distanza *d* e l'angolo *α* che la posizione dell'aereo viene a determinare con la direzione del nord e la direzione della stazione ripetitrice captata.

Le tecniche interessate a questa opera sono comuni a volte alla tecnica radio e alla tecnica radar. Le informazioni sono trasmesse per impulsi nella banda del 1000 MHz. L'apparecchiatura del velivolo comprende un ricetrasmettitore a sintonia prestabilità e controllato a quarzo, questo per una banda di 126 canali distanziati reciprocamente di 1 MHz. Ogni stazione di riferimento comporta ugualmente un ricetrasmettitore a frequenze differenti, ma fisse. In una stessa regione possono essere installati 126 posti caratteristici; ben inteso se ciò è necessario, altre possono essere aggiunte, purchè questi punti caratteristici funzionino sulla stessa frequenza e distino di almeno 400 miglia marine, vale a dire 740 km circa. La portata del Tacan è variabile secondo il rilievo del suolo attorno a cui la stazione caratteristica viene installata ed è dell'ordine di 200 miglia marine, vale a dire 370 km. Queste notizie sono rese note dopo ben 10 anni di attive ricerche e messe a punto di questa tecnica negli Stati Uniti d'America. La precisione angolare del Tacan è largamente superiore a quella degli altri dispositivi elettronici di misura e questo mercè l'emissione rafforzata che segue 9 direzioni tramite un'antenna rotante.

1. - GENERALITÀ.

Va precisato anzitutto l'origine della parola *tacan*: questa è sorta dall'abbreviazione « Tactical Air Navigational System » come traspare dall'appellativo tattico, la prima applicazione di questa tecnica venne sfruttata dalle Forze Armate degli Stati Uniti d'America.

I costruttori interessati alla ricerca e alla realizzazione di questo nuovo sistema sono: « La Federal Telecomunication Laboratories » che rappresenta una sezione della « Telephone and Telegraph Corporation », la « Wright Air Development Center », ecc.

Lo studio di questo procedimento si è iniziato sin dal 1945 e i risultati furono tenuti segreti per dieci anni. Dopo un lavoro intenso al quale si sono prodigati numerosi tecnici di grande classe il Tacan si trova ora in condizioni perfette per un proficuo sfruttamento ed ha raggiunto tutti gli obbiettivi prefissati dal capitolato di studio: indicazione automatica della distanza e dell'angolo rispetto al nord. Il Tacan è tuttora adottato dall'aviazione e dalla marina degli Stati Uniti d'America ed è in corso la sua adozione pure nell'aviazione civile, nel contempo ulteriori studi vengono perseguiti per un'estensione di questa tecnica ad altri aiuti radioelettrici. Come appresso si potrà meglio giudicare uno dei vantaggi di questo procedimento di trasmissione per impulsi è che permette l'inoltro simultaneo, mediante la tecnica multiplex di molte altre informazioni relative alla distanza e all'azimut.

Nella versione attuale il Tacan raggruppa in un unico apparecchio i dispositivi sin ora separati fra cui sono il tipo DME, (Distance Measuring Equipment), il tipo VOR (Visual Omni Range) ed il tipo ODR (Omni Directional Radiorange), questi ultimi permettevano al pilota di riconoscere la sua posizione relativamente ad un punto noto.

Come è stato detto il Tacan impiega delle frequenze portanti dell'ordine di 1000 MHz (come viene indicato in figura la gamma coperta da questo servizio va da 962 a 1213 MHz in oltre nella fig. 2 sono precisate anche le altre frequenze appartenenti ad altri sistemi di radionavigazione fin ora in atto che potranno venire assorbiti dalla nuova pianificazione Tacan. La scelta delle frequenze così elevate è stata suggerita dalla necessità di porre questo importante servizio in zone ancora libere dagli spettri radio elettrici ma soprattutto in maniera da poter disporre per le stazioni di riferimento di antenne molto efficaci pur avendo delle dimensioni molto piccole (il diametro esterno dell'antenna è di 1,10 metri) questa ultima clausola è importante per le applicazioni militari: essa permette al suolo, l'installazione di ripetitori su mezzi meccanizzati mobili; sul mare permette il montaggio di antenne in vetta agli alberi delle navi importanti, quali ad esempio le portaerei, unità per le quali l'utilizzazione del Tacan è evidentemente molto interessante. Nel campo dell'aviazione l'impiego del Tacan presenta ugualmente due vantaggi molto importanti: deboli dimensioni dell'indicatore (la fig. 3 ne indica uno di possibile presentazione) e possibilità di lettura a prima vista senza manipolazioni complesse e senza calcoli, due elementi importanti per una navigazione comoda e sicura. Per gli aerei moderni, che percorrono in un secondo diverse centinaia di metri, la rapidità di lettura è una condizione di prima necessità.

Fig. 2 - Lo spettro delle frequenze riservate all'aviazione potrebbe essere concentrata in una banda compresa fra 962-1213 MHz se il compito dell'assistenza al volo fosse affidata ai complsssi « Tacan ».

(*) Bonhimme, M., Le Tacan, *Toute la Radio*, febbraio 1957, XXIV, 213, pag. 45.

2. - FUNZIONAMENTO.

Verrà da prima data una rapida idea del funzionamento globale del Tacan, cosa che sembra necessaria di essere premessa, prima di iniziare una trattazione dettagliata in ognuno dei due funzionamenti: misura della distanza e misura dell'angolo. Le emissioni sia che esse vengano originate dall'aereo o dalla stazione di riferimento consistono in brevi impulsi ricavati da una portante a frequenza fissa diversa, a seconda delle stazioni terrestri. Infatti, questi impulsi saranno sempre doppi cosa che permetterà ad un dispositivo decodificatore di impedire l'ingresso nei ricevitori ad impulsi accidentali, parassiti o segnali di origine differente. Per la misura dell'angolo di posizione, sono utilizzati solamente il trasmettitore a terra e il ricevitore di bordo. Il ricevitore sarà capace di precisare l'angolo che l'apparecchio fa con il nord e con la stazione a terra dopo l'esame degli impulsi ricevuti. Come si vedrà appresso più in dettaglio, questa ampiezza varia in effetti periodicamente; degli impulsi di riferimento indicano il tempo di origine di queste variazioni, e la misura dell'angolo si riporta così ad una misura di fase del segnale ottenuto per rivelazione della cresta degli impulsi modulati in ampiezza. Per la misura delle distanze, è il trasmettitore del velivolo che prende l'iniziativa inviando degli impulsi, questa volta l'ampiezza è costante ma distribuita nel tempo in un determinato modo. Questi impulsi sono ricevuti dalla stazione di riferimento che li reirradia istantaneamente in tutte le direzioni, mescolati con gli impulsi utilizzati per la misura dell'angolo di posizione.

Il ricevitore deve dunque da una parte riconoscere quegli impulsi che provengono dal suolo che sono come gli echi amplificati di quanto ha emesso il trasmettitore di bordo, dall'altra misurare il tempo che separa la risposta dalla domanda e tradurre questo tempo in distanza.

Fig. 3 - Le sole indicazioni che appaiono sul cruscotto dell'apparecchiatura « Tacan » di bordo sono: il selettore di canale per la scelta del ripetitore e l'indicatore automatico dei termini *d* ed *α*.

3. - MISURA DELL'ANGOLO DI POSIZIONE.

Si pensi ad un faro che proietti sul mare un fascio di luce stretto e ruotante ad una velocità nota. Si supponga che ogni volta che il fascio passa per il nord una lampada rossa si accenda per un istante sulla sommità del faro. Il pilota di una nave munito di un cronometro potrà sbloccarlo nell'istante in cui il segnale rosso appare e bloccarlo nuovamente nel momento in cui il fascio di luce bianca è diretto verso di sè; conoscendo il periodo di rotazione del fascio luminoso sarà facile la determinazione dell'angolo che fa il segmento: nave-faro-nord. Di modo che se il fascio luminoso ruota ad un giro al minuto e se l'osservatore misura 15 secondi fra il lampo rosso e il lampo bianco, esso saprà che si trova a 90° rispetto al nord nel senso in cui ruota il fascio luminoso vale a dire verso est se il fascio luminoso ruota in senso orario. Si potrà vedere ora che il sistema Tacan procede in maniera analoga. Per comprendere come gli impulsi emessi dalla stazione di riferimento siano modulati in ampiezza, si dovrà osservare l'antenna di questa stazione. Essa si compone (fig. 6) di un elemento centrale radiante fisso, alimentato con impulsi di uguale ampiezza. Attorno a questa antenna ruota un primo cilindro di materia isolante nella quale è annegato uno stelo conduttore facente funzione di riflettore. Sotto la influenza di questo elemento il diagramma polare dell'intensità delle onde irradiate sarà quello della fig. 7-a. Si tratta di una cardioide, che ruota evidentemente nel piano orizzontale alla stessa velocità del cilindro che porta l'elemento parassita. Attorno a questo complesso ruota un secondo cilindro isolante che comporta, 9 elementi conduttori equidistanti e solidale al primo cilindro ed ha di conseguenza la stessa velocità del cilindro a cui egli è solidale. I suoi elementi sono ad una distanza tale dall'aereo eccitato che si comportano come dei direttori; in assenza del cilindro interno il diagramma direttivo avrebbe l'aspetto di quello riprodotto nella fig. 7-b. Sotto l'azione dei due giochi di elementi parassiti, il diagramma della direttività reale è una sorte di cardioide dentellata avente la forma riprodotta nella fig. 7-c, beninteso bisogna sempre pensare che questo diagramma ruota su se stesso alla velolctà degli elementi annegati nei cilindri succitati; la velocità di rotazione è di 15 giri al secondo. Il ricevitore posto a bordo dell'apparecchio riceve degli impulsi la cui distribuzione nel tempo sarà invariata, ma la cui potenza varierà periodicamente al ritmo della rotazione di questa antenna caratteristica. Se si rappresenta, non più sotto la forma di coordinate polari ma sotto la forma di coordinate cartesiane, l'ampiezza degli impulsi ricevuti in funzione del tempo si ottiene il disegno della fig. 8, nel quale si riconosce una sinusoide di 15 Hz (disegnata con tratto discontinuo) modulata essa stessa da una sinusoide di frequenza nove

Fig. 4 - La misura della posizione non richiede che l'emissione da parte della stazione a terra di impulsi distribuiti nel tempo a caso, ma modulati in ampiezza periodicamente.

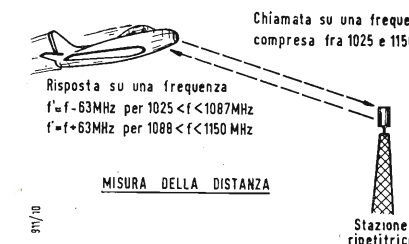
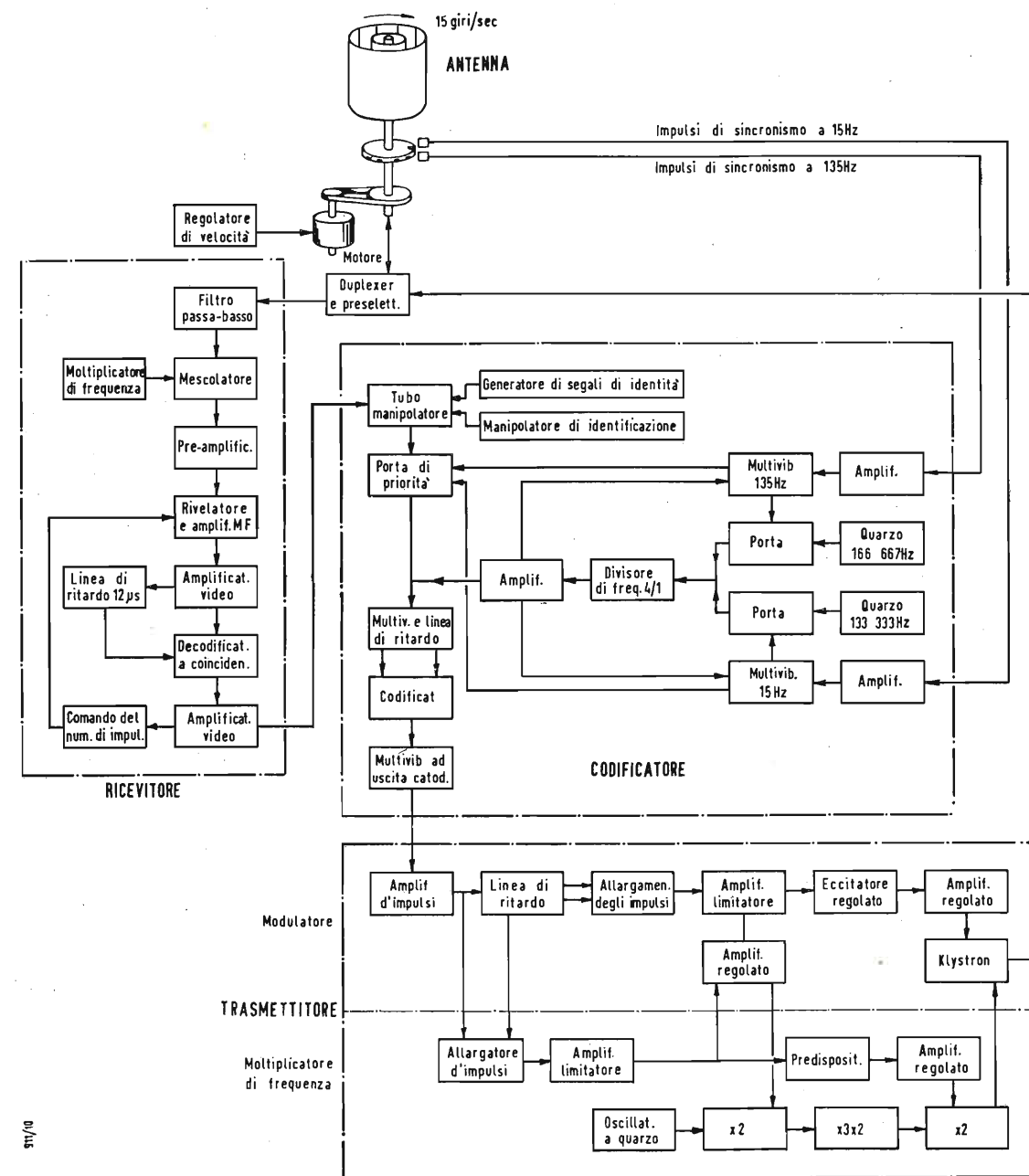
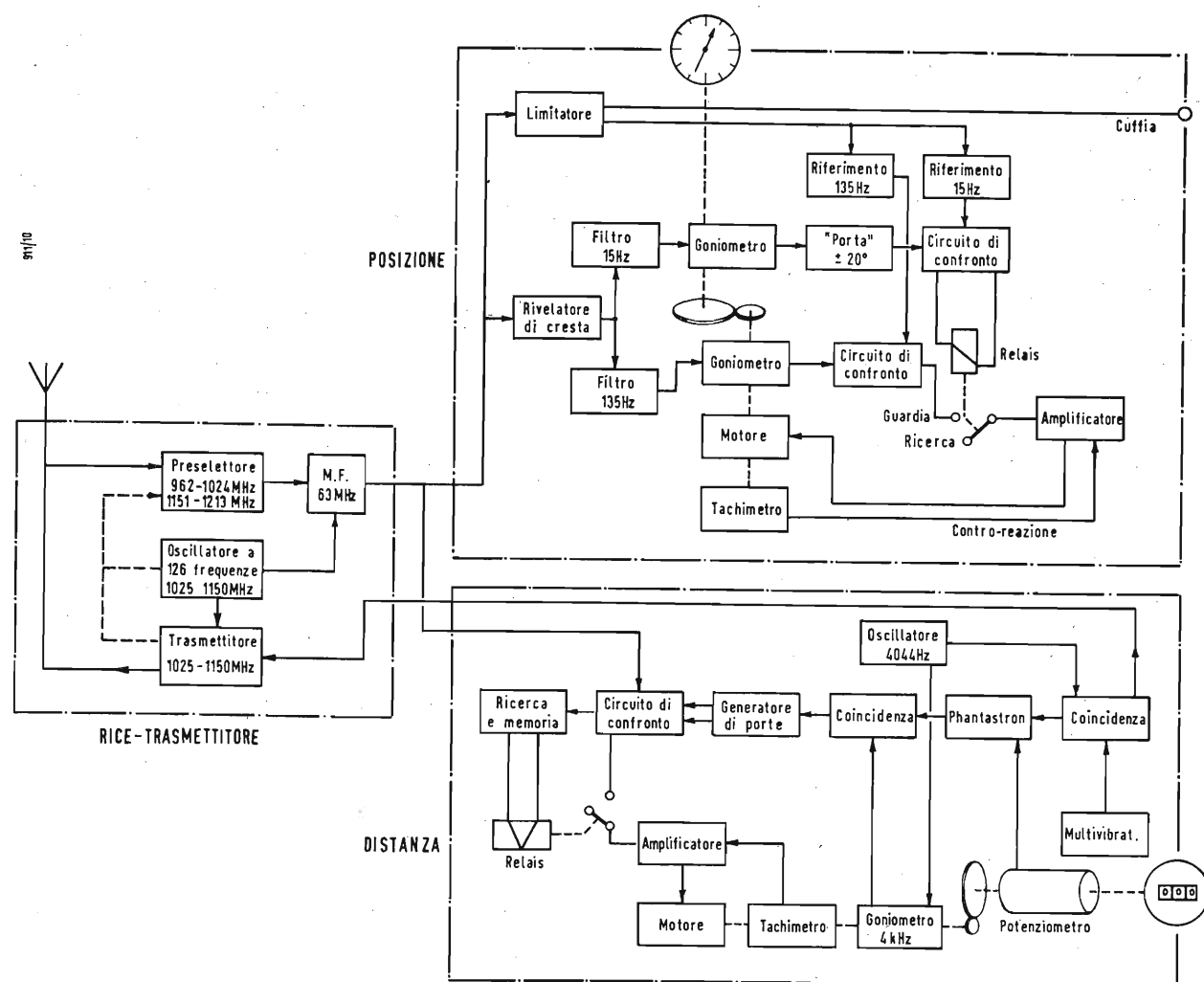



Fig. 5 - L'aereo inizia la misura della distanza inviando degli impulsi codificati in funzione della loro distribuzione nel tempo e questi impulsi determinano l'emissione della stazione a terra di altri impulsi aventi la stessa distribuzione dei primi. Il tempo di andata e ritorno è una funzione lineare della distanza.

Qui sotto e nella pagina a fianco sono riportati gli schemi a blocchi delle apparecchiature Tacan. A sinistra è segnato lo stenogramma delle apparecchiature di bordo, costituite da tre apparati fondamentali: il ricetrasmettitore, l'apparato di posizione e l'apparato di distanza. A destra è disegnato lo stenogramma delle apparecchiature fisse, composte da un ricevitore, un trasmettitore e un apparato codificatore.

volte più elevata, perchè vi sono nove direttori nel cilindro esterno dell'antenna d'emissione, da cui la frequenza di 135 Hz. La sola modulazione a 15 Hz sarebbe sufficiente per permettere la determinazione dell'angolo di posizione; ma si preferisce pur con qualche complicazione moltiplicare per nove la precisione aggiungendo la modulazione secondaria a 135 Hz. Tutto questo dispositivo radioelettrico è equivalente al fascio di luce bianca come nel precedente esempio figurativo fornito. Vediamo ora a quale segnale corrisponderà il segnale a luce rossa citato prima. Il tempo di origine di ognuno dei segnali sinusoidali va precisato dal trasmettitore per mezzo di un impulso speciale. Per questo, ogni volta che l'elemento riflettore dell'antenna d'emissione passerà per un punto cardinale determinato (e questo punto è il nord per le ragioni che saranno appresso chiarite) gli impulsi doppi a scartamento variabile, che costituiscono il segnale normale saranno sostituiti da degli impulsi doppi di uguali caratteristiche ma tutti distanti fra loro di 30 microsecondi. Si invia così 15 volte per secondo 12 paia di impulsi aventi caratteristiche ben determinate, che i corrispondenti circuiti riceventi sapranno facilmente discriminare. Il ricevitore comporta un rivelatore di cresta. Il segnale dopo la rivelazione è dunque quello che è stato disegnato in tratto continuo nella fig. 8. Una rete di filtri permette di separare un segnale di 15 Hz da un segnale di 135 Hz. Un dispositivo assai speciale interviene allora, dispositivo che si potrebbe chiamare « porta del tempo » e di cui daremo un'idea del principio. Nel momento in cui l'apparecchio di bordo è messo sotto tensione, o dopo un cambiamento di canale un circuito speciale del ricevitore diventa, 15 volte al secondo, sensibile durante un tempo molto breve, corrispondente non al massimo della sinusoide, il quale è assai largo, ma all'istante, in cui il segnale si annulla per la prima volta, dopo un massimo di una data polarità. Questo punto è dato dall'intersezione della sinusoide con l'asse orizzontale. Esso è posto a 90° dopo il massimo perchè l'emissione degli impulsi di riferimento deve prodursi allorchè il riflettore ruotante passa all'est e non al nord. Se il velivolo si trova esattamente al sud della stazione di riferimento in quel momento, la ricezione degli impulsi di riferimento coinciderà con l'apertura della « porta » e ciò ecciterà un relè. L'indice indicatore si troverà allora sulla deviazione 0 gradi: stazione di riferimento al nord. Se l'aereo non è su questo asse il momento di apertura della porta sarà lentamente sfalsato da un dispositivo che, nello stesso tempo, trascinerà l'indice indicatore. Allorchè la porta inquadrerà esattamente le dodici paia di impulsi di riferimento, il relè sarà azionato e provocherà l'arresto dello sfalsamento. L'indice si immobilizzerà in corrispondenza del numero indicante l'angolo di posizione. Ciò sarà la fine del periodo di ricerca la quale avrà durato al massimo 20 secondi. A partire da questo momento, un servo meccanismo si incarica della sorveglianza (traking), la porta elettronica e l'indice dell'indicatore, si sposteranno automaticamente per seguire le variazioni dell'angolo di posizione relativo allo spostamento del velivolo. A questa ultima funzione è associato un dispositivo di memoria tale che se si produce un'interruzione di ricezione non eccedente a tre secondi, l'indicazione sarà mantenuta senza chè il servomeccanismo abbia a rimettersi sulla posizione di « ricerca ».

4. - PARTICOLARITÀ.

Il cilindro di antenna rotante a 9 elementi e il segnale a 135 Hz che esso determina nel ricevitore, hanno per scopo di moltiplicare per nove la precisione ottenuta per una precisione data della misura di fase. A questo scopo un servo meccanico analogo a quello che è stato ora descritto sblocca a partire dal momento in cui la componente a 135 Hz del segnale rivelato ha un valore nullo, l'apertura di una seconda « porta » elettronica che si mette alla ricerca di altri impulsi di riferimento caratteristici del segnale a 135 Hz e consistenti come lo indica la fig. 8 in 6 impulsi doppi distanti fra loro di 24 microsecondi. Questi impulsi, sono inviati dal trasmettitore a terra tutti i 1/135 secondi a partire dall'impulso di riferimento a 15 Hz. Vi sono 8 impulsi di riferimento a 135 Hz sucessivi; il nono è sostituito dall'impulso di riferimento a 15 Hz seguente e così di seguito. I due servomeccanismi sono legati fra loro e

l'indicatore, mediante un gioco di ingranaggi con rapporto 1 : 9 da soltanto la misura grossolana dell'angolo di direzione di sorta che è determinata dal segnale a 15 Hz. Questo per una prima approssimazione in quanto a quello delle alternanze a 135 Hz che

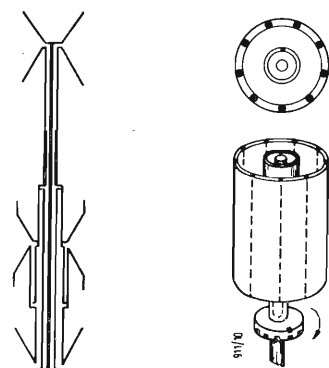



Fig. 6 - La modulazione in ampiezza degli impulsi emessi dal ripetitpre è fatta da quest'antenna girevole sia che si tratti di una emissione spontanea per la determinazione dell'angolo α sia che si tratti di una emissione di risposta provocata da impulsi ricevuti per la determinazione della distanza d. Gli impulsi distanziometrici contribuiscono ugualmente alla misura della posizione.

Fig. 6a - L'elemento centrale di questa antenna è costituito da sette dipoli « discones » distribuiti in modo tale da fornire una intensità di irradiazione massima per una direzione leggermente sopraelevata nei riguardi della linea orizzontale al fine di ridurre gli effetti degli echi provocati dal rilievo del terreno.

conviene considerare, il secondo servomeccanismo precisa, nel settore dei 40° indicati dal precedente (360/9=40) qual'è il numero esatto che misura l'angolo di posizione. La precisione globale così ottenuta di circa 3/4 di grado. Essa è considerata come sufficiente per tutti i bisogni nella pratica e in tutti i casi è molto migliore di quella che danno i sistemi precedenti di radiolocalizzazione.

5. - MISURA DELLA DISTANZA.

Verrà ora fatta una piccola escursione nel campo del radar, poichè il Tacan misura la distanza per stima del tempo di andata e di ritorno di un treno d'impulsi emesso dal velivolo. In effetti non si tratta di un treno ma di un susseguirsi continuo di interrogazioni poichè la misura della distanza è effettuata in permanenza, e la lettura segue automaticamente le varianti. Qui si potranno osservare due tipi di funzionamento; all'inizio del servizio, o dopo ogni cambiamento di canale, e sin tanto che la distanza corretta non è stata trovata, l'interrogazione irradia i suoi impulsi ad una cadenza assai rapida: 150 per secondo circa, più tardi, e al fine di non ingombrare inutilmente l'etere, in quanto esistono molto più velivoli che non ripetitori, questa cadenza sarà riportata a 24 per secondo circa. Nei due casi la ripartizione dei tempi degli impulsi è lasciata al caso, materializzato nel trasmettitore di bordo da un multivibratore non stabilizzato. I treni d'onda emessi dal velivolo raggiungono il ricevitore del ripetitore di riferimento il quale è collegato al trasmettitore in maniera tale che ogni impulso ricevuto determini immediatamente l'emissione di un impulso di ugual durata sull'antenna ruotante. Il velivolo riceverà quindi un susseguirsi d'impulsi scaglionati nel tempo esattamente come quelli che ha emessi qualche microsecondo prima. La stazione di riferimento funziona in questo caso come un amplificatore di eco. Ma prima di misurare il tempo che separa le interrogazioni della risposta il ricevitore di bordo deve sottoporsi ad un compito assai arduo; la scelta degli impulsi ricevuti.

In effetti il trasmettitore a terra non invia soltanto gli impulsi di risposta ad un aereo determinato; vi possono essere in effetti diversi velivoli in volo nella zona del ripetitore, ognuno in funzione in maniera continua per il servizio di informazione relativo alla distanza o alla posizione angolare. D'altra parte si sà che il trasmettitore a terra invia in permanenza e sulla stessa frequenza degli impulsi di riferimento per le misure di fase per la determinazione dell'angolo di posizione. Infine si deve in tutti i casi inviare all'antenna girevole un numero di impulsi sufficienti perchè il segnale ricevuto presenti un inviluppo assai preciso, la stazione di riferimento invia spontaneamente degli impulsi allorchè non riceve nessun segnale d'interrogazione. In questo modo essa « tura i buchi » e questo in una maniera ugualmente distribuita al caso nel tempo. Il ricevitore dell'aereo riceve dunque tutti questi segnali, fra questi deve trovare tutti quelli che appartengono alle interrogazioni del suo trasmettitore.

È ancora un dispositivo del tipo a « porta nel tempo » che viene a fornire la soluzione di questo complicato problema. Ogni volta che il trasmettitore del velivolo richiedente invia un impulso, un circuito speciale, che differisce dal circuito analogo destinato alla misura dell'angolo di posizione, è sensibilizzato nel ricevitore di bordo. Se il velivolo si trovasse sulla verticale della stazione di riferimento interrogata, le risposte di quest'ultima gli perverrebbero istantaneamente ad ognuna delle brevi aperture della « porta », la sezione corrispondente del ricevitore sarebbe in istato di rivelare un impulso di risposta. La ricerca della distanza sarebbe terminata e il risultato diverrebbe: distanza zero. Ma se il velivolo è in lontananza rispetto alla stazione di riferimento, gli impulsi di risposta giungeranno adesso con un certo ritardo benchè di tanto in tanto un impulso possa coincidere con l'apertura della porta non vi sarà alcuna risposta per tutte le aperture, cosa che và ad azionare un servomeccanismo messo in funzione dalla ricerca della distanza, il quale va lentamente a ritardare l'istante di apertura della porta in rapporto al momento in cui l'impulso di chiamata di domanda è emesso. Questo ritardo è aumentato sino al momento in cui corrisponde esattamente al tempo di andata e di ritorno delle onde. In questo momento, ad ogni apertura della porta, un impulso di risposta si presenterà al ricevitore, e un relè sarà azionato, e ciò metterà fine all'operazione di ricerca. Un contatore numerico, analogo al contagiri dalle macchine avvolgitrici è stato trascinato nello stesso tempo in cui si ritardava il tempo di apertura della porta. Allorchè avviene il bloccaggio del dispositivo di ricerca, la distanza del velivolo rispetto alla stazione di riferimento si trova automaticamente nota dalla lettura del suddetto contatore. Nei dispositivi attuali di costruzione anglo-sassone la taratura della distanza è in miglia marine (1853 metri).

A partire da questo momento ed in maniera analoga alla misura dell'angolo di posizione, la ricerca, che ha impiegato un periodo massimo di

Fig. 7 - In A è riprodotto il diagramma di direttività dell'antenna, con cilindro esterno smontato; in B è indicata la direttività determinata dal cilindro esterno da solo; in C la direttività reale ottenuta dall'azione del riflettore e dai nove direttori. I dieci elementi parassiti girano assieme attorno all'elemento centrale. I tre diagrammi sono quindi relativi a delle direzioni istantanee.

20 secondi è trasformata in « sorveglianza »; i tempi di apertura della porta sono dati automaticamente e vengono aggiustati perchè possano seguire l'anticipo ed il ritardo degli impulsi risposta, e il contatore di distanza traduce questo in cifre. Ossia 12 microsecondi equivalgono ad 1 miglio marino vale a dire 7 micro secondi equivalgono ad 1 km. Anche in questo dispositivo è previsto un circuito di memoria che evita la ripresa dell'operazione di ricerca allorchè delle perturbazioni possono aver brogliato la comunicazione, ben inteso questi disturbi non devono sorpassare il tempo di 3 secondi circa. L'unità « tempo » è fornita da un oscillatore a quarzo che oscilla sulla frequenza di 4044 Hz vale a dire con un periodo di 242 microsecondi corrispondenti a 20 miglia marine. La precisione della misura di distanza è dell'ordine di più o meno 180 m più il 0,2 % della distanza misurata vale a dire che per la portata teorica limite l'approssimazione è di ± 920 metri essendo la portata limite di 370 km.

Fig. 8 - L'onda ricevuta dall'aereo è formata da impulsi modulati in ampiezza secondo una festonatura composta da una ondulazione sinusoidale a 15 ed a 135 Hz. Alcuni di questi impulsi sono delle risposte a dei segnali di interrogazione inviati dal velivolo, altri invece hanno il compito di « riempimento ». Periodicamente dei treni di impulsi di riferimento servono di origine alle misure di fase che permettono la determinazione della posizione del velivolo.

6. - DETTAGLI.

È impossibile in così poco spazio poter dare dei dettagli copiosi su tutti i circuiti relativi alle installazioni di bordo e alle installazioni a terra. Verranno soltanto sottolineati quei circuiti la cui soluzione è stata particolarmente ingegnosa e che sono suscettibili di schiarire le idee su questo insieme evidentemente assai complesso. Fra le parti che vanno sottolineate merita di essere citata la maniera con cui sono determinati gli impulsi del trasmettitore della stazione di riferimento. Al fine che il segnale modulato dall'antenna possa essere definito con una precisione assai grande è necessario che circa 20 impulsi siano irradiati per ogni sinusoide a 135 Hz. Questo equivale a dire che occorre un emissione media di 2700 impulsi per secondo. Si noti che ciò corrisponde ad uno scartamento medio degli impulsi di poco superiori a 300 micro-secondi. Ogni impulso anche se doppio non occupa che un totale di una dozzina di micro-secondi, si vede da questo che le possibilità di escursione nel tempo sono ancora molto grandi e che i riferimenti con l'ausilio delle porte non è così critico come potrebbe sembrare a prima vista. In assenza di interrogazioni, come è stato detto, il trasmettitore spontaneamente invia a caso degli impulsi. Il caso è questa volta determinato dal rumore di fondo del ricevitore a terra. Il rumore di fondo comporta in effetti una infinità di frequenze i cui battimenti sono assolutamente imprevedibili, questo fa sì che delle componenti di intensità elevata appaiano a degli istanti assolutamente casuali. Le maggiori fra questi componenti, in proporzione determinata perchè il numero medio degli impulsi emessi sia rispettato, provocano individualmente l'irradiazione di paia di impulsi. In effetti allorchè un'emissione di domanda giunge alla stazione che dovrà rispondere, la sensibilità del ricevitore si trova diminuita da un circuito di tipo « antifading ». Il rumore di fondo diminuisce dunque automaticamente, e provoca così l'emissione di un numero più ridotto di impulsi di riempimento. Ma poichè il ricevitore provoca esso stesso la partenza degli impulsi di risposta, il totale degli impulsi generati resta uguale a circa 2700 per secondo, come primitivamente. Se altri velivoli interrogano simultaneamente la stazione base questo fenomeno si accentua, il numero degli impulsi di riempimento diminuisce a misura che il numero di impulsi di risposta aumenta. Si arriverebbe dunque al limite della soppressione di impulsi di riempimento.

È interessante chiedersi a questo punto a quante interrogazioni corrisponde questo stato di cose. Va ricordato che il velivolo richiedente emette durante il periodo di ricerca 150 impulsi per secondo, poi in permanenza 24 impulsi per secondo. Si può stimare una media a 30, cosa che porta, per ottenere a terra la partenza di una media di 2700 impulsi al secondo, ad avere simultaneamente delle richieste da parte di 90 velivoli. Questa cifra è confermata dalle indicazioni fornite dai quaderni di stazione del Tacan il quale stima a 100 il numero di apparecchi che possono simultaneamente lavorare con un'unica stazione di riferimento. Questa cifra non corrisponde d'altra parte ad un limite assoluto. Se fosse sorpassato, interverrebbe un dispositivo automatico di priorità che si trova sintonizzato con gli apparecchi più vicini, ossia a quegli apparecchi che determinano con le loro emissioni dei segnali in ricezione di maggior potenza.

È stato calcolato che nell'ipotesi della presenza simultanea di 100 velivoli attorno ad una stazione di riferimento, che i più lontani riceverebbero in media il 90 % delle risposte alle loro interrogazioni, cosa che è ancora largamente sufficiente perchè la coincidenza fra le risposte e le « porte » può scendere fino al 70 % senza che i servomeccanismi abbiano a fallire nel loro funzionamento. Un interessante artificio è stato pure immaginato per ridurre il numero dei quarzi richiesti nell'installazione di bordo. Questo artificio consiste nel dividere l'intervallo 1025 ÷ 1150 MHz in tre bande di 42 MHz. La base centrale è provvista nella maniera classica, di 42 cristalli scaglionati di 1 MHz.

Le frequenze relative alle altre bande sono ottenute per battimento con un quarantatreesimo cristallo costruito per la frequenza di 42 MHz. Le frequenze parassite ottenute non sono affatto nocive, e questo ha permesso di semplificare altri circuiti all'inizio più complessi per risolvere questo problema.

7. - FUNZIONI AUSILIARIE.

Nell'apparecchiatura Tacan sono impiegate due modulazioni: una modulazione di ampiezza, per la determinazione dell'angolo di posizione, e una modulazione di posizione degli impulsi, per l'indicazione della distanza. Le installazioni di bordo come si è visto, sono dotate di dispositivi a memoria che permettono di conservare la let-

tura corretta se i segnali ricevuti sono anomali e questo per qualche secondo.

Questa caratteristica è stata sfruttata nel seguente modo: ad ogni intervallo di 75 secondi circa, la stazione di riferimento emette un segnale modulato in ampiezza a 2700 Hz e manipolato automaticamente in maniera da caratterizzare in codice Morse il nominativo della stazione stessa. I piloti ed i velivoli hanno così modo di verificare in cuffia l'origine dei segnali, ossia la ubicazione del punto di riferimento al quale loro si appoggiano per controllare la loro rotta di navigazione. Questa identificazione è soprattutto prevista per la discriminazione di diverse stazioni di riferimento funzionanti su una stessa frequenza. Le altre utilizzazioni possibili sono basate sulla possibilità di trasmettere gli impulsi di riempimento, non già a caso, ma seguendo una modulazione di posizione che, applicando la tecnica multiplex, potrebbe comunicare simultaneamente diversi messaggi.

In questo modo sarebbe così possibile eliminare tutte le altre comunicazioni su onde herziane che attualmente dànno al pilota le istruzioni sulla sua posizione, le indicazioni per l'atterraggio, o che trasmettono i segnali per la navigazione e l'atterraggio strumentale.

Questo fa supporre che vi saranno in permanenza degli impulsi a sufficienza di riempimento per sopportare queste modulazioni addizionali (va ricordato che gli impulsi di risposta, come tutti gli impulsi di riferimento, non possono essere spostati nella loro distribuzione nel tempo). Comunque queste possibilità ausiliarie sono al momento in via di sperimentazione e al termine di questo si potrà giudicare se sarà possibile l'adozione di queste funzioni ausiliarie qui descritte.

8. - SICUREZZA.

La sicurezza potrà essere assicurata ponendo in duplice esecuzione le stazioni a terra, in maniera che non appena una stazione dovesse entrare in avaria il suo posto verrebbe preso dalla stazione ausiliaria all'uopo prevista.

Va notato infine che questa accortezza non può essere seguita anche per le strumentazioni di bordo perchè un solo complesso Tacan impiega 76 tubi elettronici.

Questo numero di 76 tubi elettronici non deve meravigliare perchè, come prevedono i tecnici americani della Federal Telecommunication Laboratories, se il Tacan, potrà sostituire interamente tutte le altre strumentazioni elettroniche di bordo questi 76 tubi elettronici verranno a sostituirne all'incirca 150, che rappresentano attualmente il numero dei tubi elettronici di tutti i servizi radio elettrici presenti in una stazione di bordo in un velivolo.

(Raoul Biancheri)

Discriminatore con Limitazione Dinamica e Controreazione per la Modulazione d'Ampiezza*

Fig. 1 - Schema del discriminatore con limitatore dinamico impiegante un diodo OA81 nel circuito anodico della seconda PCF80, e con controreazione per modulazione di ampiezza fra lo schermo della medesima e la griglia di controllo della prima PCF80.

1. - TEORIA DI FUNZIONAMENTO.

Per la rivelazione di un segnale modulato in frequenza, si usa nella maggior parte dei casi il ben noto rivelatore a rapporto.

Fra tutti i demodulatori esso è quello che meno risponde ad una indesiderata modulazione di ampiezza del segnale. È per questo che si accettano i numerosi svantaggi del rivelatore a rapporto, primi fra tutti la sua bassa efficienza nel confronto degli altri tipi e la criticità dei suoi componenti.

Fig. 2 - Onda modulata in frequenza con sovrapposta una modulazione di ampiezza disturbatrice. L'ampiezza della portante è U_p, l'ampiezza della modulazione è U_m.

Nel circuito che viene descritto, che è stato studiato e realizzato dalla Philips si è raggiunta la fusione dei vantaggi inerenti al rivelatore a rapporto ed al discriminatore classico, mentre gli svantaggi di entrambi sono quasi completamente eliminati.

La fig. 1 mostra lo schema di questo demodulatore, insieme all'amplificatore a frequenza intermedia. L'insieme è previsto per un ricevitore televisivo del tipo intercarrier.

Il principio di un limitatore dinamico dell'ampiezza è basato sulla variazione istantanea del fattore di merito di uno dei circuiti risonanti che precedono il rivelatore.

Esso potrebbe quindi venire inserito sul secondario dell'ultimo trasformatore a frequenza intermedia.

In pratica ciò non è consigliabile per il notevole sfasamento variabile che verrebbe introdotto fra primario e secondario, e che turberebbe il corretto funzionamento del demodulatore. E difficile sarebbe anche di prevedere la correzione di questo sfasamento.

Si preferisce quindi inserire il limitatore sul primario, come è stato fatto nel circuito illustrato. Condizione importante per il buon funzionamento di questo montaggio è che il reciproco della costante di tempo $1/RC$ del gruppo inserito in serie col diodo 1 sia di valore molto piccolo confrontato con la più bassa frequenza di modulazione che si desidera ancora limitare.

In queste condizioni ai capi del condensatore elettrolitico si stabilisce una tensione U_p pari all'ampiezza della portante in assenza di una modulazione di ampiezza.

In presenza di una modulazione di ampiezza disturbatrice l'ampiezza della portante varia fra i valori $U_p + U_m$ ed $U_p - U_m$, mentre la tensione ai capi del condensatore resta U_p.

Una corrente variabile circola quindi nel circuito limitatore provocando uno

Fig. 3 - Attenuazione della modulazione di ampiezza, in funzione della variazione di frequenza. Segnale d'ingresso modulato al 50 %. A sinistra con rivelatore a rapporto, a destra con discriminatore e limitatore dinamico.

smorzamento variabile del circuito oscillante primario. Per conseguenza la tensione secondaria risulta molto meno affetta dalla modulazione di ampiezza.

Questo sistema di limitazione dinamica risulta molto più efficiente del normale processo statico di limitazione ad una ampiezza prefissata.

Grazie a ciò sul secondario può venir collegato un discriminatore del tipo Foster-Seeley, (diodi connessi nello stesso senso) realizzando un guadagno di sensibilità di circa 2 volte nei confronti di un rivelatore a rapporto.

Da notare che il diodo limitatore (1) è collegato con il catodo al circuito oscillante, in modo che l'appiattimento delle semionde del segnale in arrivo avvenga dalla parte negativa. I diodi del discriminatore utilizzano invece quelle semionde che sulla placca della seconda PCF80 sono positive.

La fig. 3 mostra però che questo sistema di limitazione, per quanto efficiente, è di taratura alquanto critica, più o meno come un rivelatore a rapporto (ma si tenga presente il guadagno di 2 volte nella sensibilità). Ciò era prevedibile, perchè, lavorando sul fattore di merito del primario per limitarne la risposta si suppone che esso sia accordato esattamente al valore mediano della frequenza intermedia.

Anche in questo caso la limitazione dipende comunque dal valore istantaneo della modulazione di frequenza.

Per ovviare a questo inconveniente è stata prevista una rete di controreazione per la modulazione di ampiezza (CRMA), il cui benefico effetto è illustrato in fig. 4.

Essa è inserita fra la griglia schermo del secondo tubo, che funziona da anodo ausiliario, e griglia controllo del primo tubo: questa rete, grazie alla caratteristica quadratica del tubo PCF80 tende a portare sempre allo stesso livello il fattore della compressione di modulazione di ampiezza, indipendentemente dalla frequenza istantanea in arrivo, ed entro certi limiti, dalla esatta taratura del circuito oscillante su cui è inserito il limitatore dinamico.

La bobina di arresto D_2 migliora ulteriormente il funzionamento nel caso di modulazione di ampiezza impulsiva.

La presenza di D_1 ed una buona schermatura di tutto il circuito impediscono che le armoniche dei 5,5 MHz generate in conseguenza del funzionamento del limitatore dinamico, possano raggiungere gli stadi di amplificazione a frequenza intermedia video, danneggiando l'immagine.

2. - CONTROLLO E TARATURA.

La taratura può avvenire facilmente iniettando all'ingresso dell'amplificatore a frequenza intermedia un segnale modulato in ampiezza, prodotto da un buon oscillatore o meglio da un oscillatore controllato a quarzo. Leggendo all'uscita del discriminatore il residuo della modulazione di ampiezza, dell'ordine dei millivolt, si regola l'accordo dell'ultimo trasformatore a frequenza intermedia per il minimo di ampiezza della modulazione.

Questo sistema, pur essendo molto preciso, non dice però nulla sul comportamento del limitatore nell'importantissimo interno di ± 50 kHz, ai lati della frequenza intermedia normale.

Un procedimento molto migliore è il seguente. Si inietta all'ingresso un segnale modulato in frequenza, con escursione di circa ± 50 kHz, prodotto da un wobbulatore. Questo segnale viene anche modulato in ampiezza, con una profondità di modulazione dell'ordine del 50 %. L'uscita del discriminatore è inviata al sistema di deflessione verticale di un oscilloscopio. Lo spazzamento orizzontale è effettuato ad una frequenza qualsiasi, purchè alquanto inferiore alla frequenza della modulazione di ampiezza. Dei valori opportuni possono essere: frequenza di spazzamento 500 Hz e frequenza di modulazione 1.500 Hz. Sullo schermo del tubo apparirà una figura simile a quelle riportate in fig. 5.

Se si completa l'insieme con l'iniezione di una marca (a mezzo di un

(il testo segue a pag. 286)

(*) Schopen, O., Diskriminator mit dynamischem Begrenzer und AM-Gegenkopplung, *Radio Mentor*, Agosto 1956, XXII, 8, pag. 503.

Fig. 4 - Attenuazione della modulazione di ampiezza come sopra, con discriminatore, limitatore dinamico e controreazione.

Fig. 5 - Presentazione oscillografica dell'uscita del discriminatore, con segnale in ingresso modulato in frequenza (± 50 kHz) e ampiezza (50 %). *a)* taratura imperfetta; *b)* discriminatore e limitatore dinamico; *c)* discriminatore, limitatore dinamico e controreazione.

Amplificatori Magnetici Statici *(parte seconda)*

(segue da pag. 261)

mentato con un gruppo convertitore rotante. In generale invece, per la maggior parte delle installazioni industriali in cui non ci sia un gran numero di amplificatori magnetici, si dà la preferenza all'alimentazione diretta dalla rete a 50 Hz. Specialmente in questo ultimo caso si cerca di fissare il valore della tensione di alimentazione ad uno dei valori nominali impiegati nella distribuzione dell'energia elettrica.

Amplificatori magnetici possono venire costruiti per potenze di uscita che si estendono da pochi mW a parecchie centinaia di kW.

Se si prendono in considerazione le normali sorgenti di segnale che si possono trovare in applicazioni industriali, come per esempio una coppia termoelettrica, una cellula fotoresistente, una tensione ai capi di uno shunt, ed ammettendo un errore dell'ordine del 1 %, a causa di disturbi, campi di fuga, ecc., da un amplificatore magnetico ad un solo stadio con nucleo in lega speciale si può pretendere una uscita massima compresa fra 50 e 100 W. Quando occorra una potenza di uscita maggiore, si fanno seguire uno o più stadi. Amplificazioni di potenza dell'ordine di 10 volte sono agevolmente ottenute con lamierini normali, alla frequenza di alimentazione di 50 Hz e con tempi di risposta dell'ordine di 1 secondo, da un singolo amplificatore magnetico.

In queste applicazioni industriali, dove si richiedono sopratutto durata ed invariabilità di caratteristiche, gli amplificatori magnetici trovano fino ad ora il loro più importante campo di impiego, in quanto essi risultano indubbiamente più sicuri degli amplificatori a tubi elettronici.

5. - BIBLIOGRAFIA.

WATZINGER, H., Magnetverstärker, *Radio Mentor*, Gennaio 1957.

STORM, H.F., *Magnetic Amplifiers*, Wiley, New York.

MAGNETIC METALS COMPANY, Camden, New Jersey, una serie di pubblicazioni 1954-56.

Radiotrasmettitore 25 W Fonia per Servizio d'Amatore

(segue da pag. 277)

mente autocostruita: su un supporto ceramico di 45 mm, si avvolgeranno quindici spire con spaziatura decrescente. Le prese per le varie gamme verranno effettuate per tentativi. Ma la cosa non presenta difficoltà, se si terrà d'occhio l'indicazione della corrente anodica, agendo sui due variabili di accordo, con inserita un'antenna artificiale. Tengo a ripetere antenna artificiale, che adattando un aereo vero e proprio si andrebbe a disturbare l'OM eventualmente in QSO su quella frequenza.

Fig. 3 - Lo schermo della 6AL7 nelle varie condizioni di funzionamento (rappresentazione schematica).

Si tenga presente che l'accordo d'aereo sistema Collin's è adatto per antenne con impedenza fino a 1000 ohm.

4. - INDICATORE DELLA PERCENTUALE DI MODULAZIONE.

È ottenuto mediante due tubi:

una 6AL5 doppio diodo a catodi separati;

una 6AL7 indicatrice di sintonia.

Dall'esame delle posizioni che assume lo schermo della 6AL7, si vede chiaramente quando il complesso è in emissione, se la portante è modulata o meno, e infine se si sovramodula. Una presa a jack serve ad innestare la cuffia. Avremo così un ulteriore controllo acustico della propria emissione, rilevandone eventuali difetti senza farceli rimarcare dal corrispondente. Il potenziometro di 1 Mohm ne regola il volume sonoro.

L'energia a radiofrequenza viene prelevata sulla bobina dello stadio finale mediante un link della lunghezza di 15 cm. Due spire strettamente accoppiate sono avvolte dal lato AT. La figura 3 illustra come si presenta lo schermo della valvola 6AL7 nelle varie condizioni di funzionamento.

5. - GLI ALIMENTATORI.

Non meritano una particolare descrizione: ho fatto uso di vecchi trasformatori. *TA*, ad esempio, può agevolmente essere sostituito da altro trasformatore che consente l'impiego di un solo tubo raddrizzatore per le due semionde. Ciò a vantaggio dello spazio e del costo dell'apparato.

Ma come ripeto, io ho voluto sfruttare pezzi già in mio possesso da vario tempo, onde metter mano il meno possibile alla tasca posteriore dei pantaloni!...

Gli elettrolitici di 4 μF sono della Protex, e li ho trovati veramente adatti allo scopo. Per l'accensione dei filamenti ho cercato di distribuire i carichi adeguatamente per ciascun avvolgimento di ciascun trasformatore.

Le impedenze di livellamento dovranno sopportare un carico minimo di almeno 100 mA.

Le resistenze di shunt per lo strumento, (nel mio caso di 1 mA fondo scala) sono date dalla formula:

$$R \text{ shunt} = \frac{(R_s \times 1 \text{ mA})}{I_s}$$ in cui

R_s è la resistenza interna dello strumento, ed I_s la corrente che nello shunt (resistenza) deve circolare.

Attraverso le pagine de *l'antenna* sono ben volentieri a disposizione di coloro che desiderassero schiarimenti sulla presente realizzazione. *

rassegna della stampa

(segue da pag. 285)

generatore di marche) al valore mediano della frequenza intermedia, si ha la possibilità di regolare discriminatore e limitatore per la migliore condizione di funzionamento, nel campo di frequenza intermedia.

L'estensione della superficie luminosa che si presenta sull'oscillogramma è proporzionale alla quantità di modulazione di ampiezza ancora presente all'uscita del discriminatore. La rettilineità del tratto è la condizione del funzionamento corretto del discriminatore. La marca al valore della frequenza intermedia deve stare al centro della linea, se lo spazzamento di frequenza è ± 50 kHz attorno al valore suddetto.

Per il controllo di serie è stato studiato dalla Philips un terzo procedimento, alquanto più complicato, in cui si confronta il grado di compressione della modulazione di ampiezza con la sensibilità (alla modulazione di frequenza) del gruppo amplificatore-limitatore-discriminatore. La figura che appare sullo schermo di un oscilloscopio contiene queste informazioni, e deve risultare contenuta entro due linee di tolleranza tracciate sullo schermo stesso.

In questo modo un qualunque difetto esistente da qualche parte nel gruppo considerato viene istantaneamente individuato.

(dott. ing. Gustavo Kuhn)

(segue da pag. 241)

in concorrenza, come si verifica ormai con confortanti risultati in tutti i Paesi ove esiste un servizio di TV (ad eccezione della Francia ove il servizio è prettamente statale come le Poste).

L'altro importante fattore di sviluppo delle attività della TV è dato dall'estensione dell'area coperta efficientemente dalle trasmissioni.

La RAI ha fatto un notevole ed encomiabile sforzo per estendere sino alla Sicilia ed alla Sardegna il servizio TV.

Siamo però ancora ben lungi dal ritenere coperto efficientemente quell'80% del territorio, come è stato annunciato in qualche discorso o comunicato ufficiale.

Siamo d'accordo nel riconoscere che le caratteristiche orografiche del territorio italiano rendono estremamente difficile una copertura uniforme ed efficiente. Ma proprio per questa ragione occorre che la RAI intensifichi la creazione di piccoli ripetitori pel servizio capillare anche dei più modesti agglomerati di popolazione, anche ricorrendo all'uso della gamma U.H.F. ottima per questo tipo di servizio a breve raggio diretto.

Purtroppo l'attuale rete TV della RAI non copre efficientemente (insisto sull' « efficientemente » perchè una ricezione infelice è assolutamente contro producente) più del 40÷50% del territorio nazionale: moltissime zone sono in « ombra » od afflitte da immagini doppie per forti riflessioni, od altri inconvenienti.

Il moltiplicare i ripetitori nella gamma delle U.H.F. con servizio praticamente locale costituirebbe una possibile soluzione di questo problema capitale per i futuri sviluppi della TV.

E ciò è di estrema urgenza per la nostra industria. A. BANFI

L'Amplificazione Finale di Potenza *(parte seconda)*

(segue da pag. 259)

prima di tutto, effettuare una accurata scelta del tipo di circuito fra i molti suggeriti nelle sopra accennate pubblicazioni, e quindi apportare quelle modifiche per meglio adattare il circuito scelto alle proprie esigenze ed apportare anche qualche miglioramento a quanto già fatto da altri.

Per le ragioni sopra accennate, si è ritenuto utile in questa serie di articoli sulle riproduzioni sonore ad alta fedeltà, esporre i principi fondamentali dell'amplificazione di potenza. Trattazioni più complete potranno essere trovate nella numerosa letteratura esistente, o almeno in quella americana.

Riassumendo in questo articolo si sono esposti i vari modi con cui si può realizzare l'amplificazione di potenza con riferimento ad un segnale da amplificare di forma sinusoidale. Si ricorda ancora che per le nostre applicazioni, vale a dire per l'ormai classico amplificatore da 20 W, la classe *A* è quella che deve essere usata. Lo studio analitico dell'amplificazione di potenza in classe *A* ci ha fornito un'idea di come si imposta il progetto di uno stadio di amplificazione in modo da rimanere nei limiti imposti dalle massime dissipazioni possibili dei tubi elettronici impiegati, ed in modo da avere una massma potenza utile all'uscita con una minima potenza erogata dall'alimentazione. Si è poi accennato alla famosa questione della scelta fra triodo e pentodo nello stadio finale e all'ormai ben nota risoluzione di questo antico problema con l'adozione del funzionamento triodo-tetrodo, realizzato mediante la controreazione di griglia schermo. Si sono quindi riportati i principi di funzionamento dello stadio in controfase i cui innegabili vantaggi sono a tutti noti. A tutti sono noti i vantaggi della controreazione nel moglioramento delle caratteristiche di funzionamento di un amplificatore, ma pochi sanno che questa non serve a nulla per migliorare determinati tipi di distorsione. Per questo si è riportato un breve stadio sull'argomento con una semplice nuova formula per il calcolo della riduzione delle distorsioni assai più generale della solita formula a tutti nota con la quale una forte controreazione potrebbe ridurre a piacere una qualsiasi distorsione.

L'articolo si conclude poi con il calcolo grafico dei coefficienti di distorsione, assai utili in pratica perchè permette da un rilevamento statico punto a punto del funzionamento del circuito, cioè mediante tracciamento delle curve caratteristiche anodiche, di dedurre graficamente i coefficienti di distorsione per un determinato segnale senza ricorrere ad una misura diretta delle distorsioni del segnale amplificato. Si riporta anche, a titolo di curiosità scientifica, le formule atte al calcolo analitico dei medesimi coefficienti di distorsione nel caso semplice di taglio netto dell'onda sinoidale.

Questo quarto articolo ci porta alla conclusione delle brevi considerazioni sugli impianti ad alta fedeltà di riproduzione sonora. Si ricorda che nei precedenti tre articoli si sono riportati alcuni circuiti semplici ed altri più complessi, con tutti i dati necessari alla pratica realizzazione di amplificatori e preamplificatori e di circuiti per il controllo della curva di risposta. Si sono dati schemi di principio di altri circuiti realizzabili. Si sono riportate le caratteristiche più salienti a cui i vari componenti degli impianti ad alta fedeltà devono sottostare, e quali i vantaggi e gli svantaggi delle varie soluzioni possibili.

Si ringrazia sentitamente il lettore che ha gentilmente seguito queste considerazioni e si chiede venia per tutte quelle manchevolezze e quei difetti che può aver scoperto.

9. - BIBLIOGRAFIA.

VECCHIACCHI F.: *Tubi elettronici*. Appunti alle lezioni. Tamburini, Milano.

TERMAN F.: *Mc-Graw-Hill, Inc.*, Radio Eng. Handbook, New York.

SCHIAFFINO P.: *Distorsione e potenza nel tubo a griglia schermo ideale amplificatore aperiodico*. La ricerca scientifica. Aprile 1955, n. 4, anno 25°.

KIVIER M. S.: *How to improve your Hi-Fi amplifer.* « Radio & TV News », sett. 1955.

CROWHURST N. H.: *Hi-Fi amplifier instability.* « Radio & TV News », sett. 1955.

CROWHURST N. H.: *Applying variable damping.* « Radio & TV News », agosto 1955.

JOHNSON M. P.: *Hi-Fi control amplifier with expression.* « Radio & TV News », February 1955.

D. HAFLER,: *Control of amplifier damping factor.* « Radio &TV News, July 1955.

COHEN A. B.: *Constant voltage sound systems.* « Radio & TV News », July 1955.

FERGUSON W. A.: *Design for a 20 W high-quality amplifier.* « Wireless World », June 1955.

FERGUSON W. A.: *Design for a 20 W high-quality amplifier.* « Wireless World », May 1955.

JACKSON C.: *The C-250 « Solitaire ».* « Radio & TV News », March 1955.

MC PROUD C. G.: *Amplifiers and preamplifiers.* « Audio Engineering », 1955.

HAFLER D.: *A 60 W « Ultra linear » amplifier.* « Radio & TV News », February 1955.

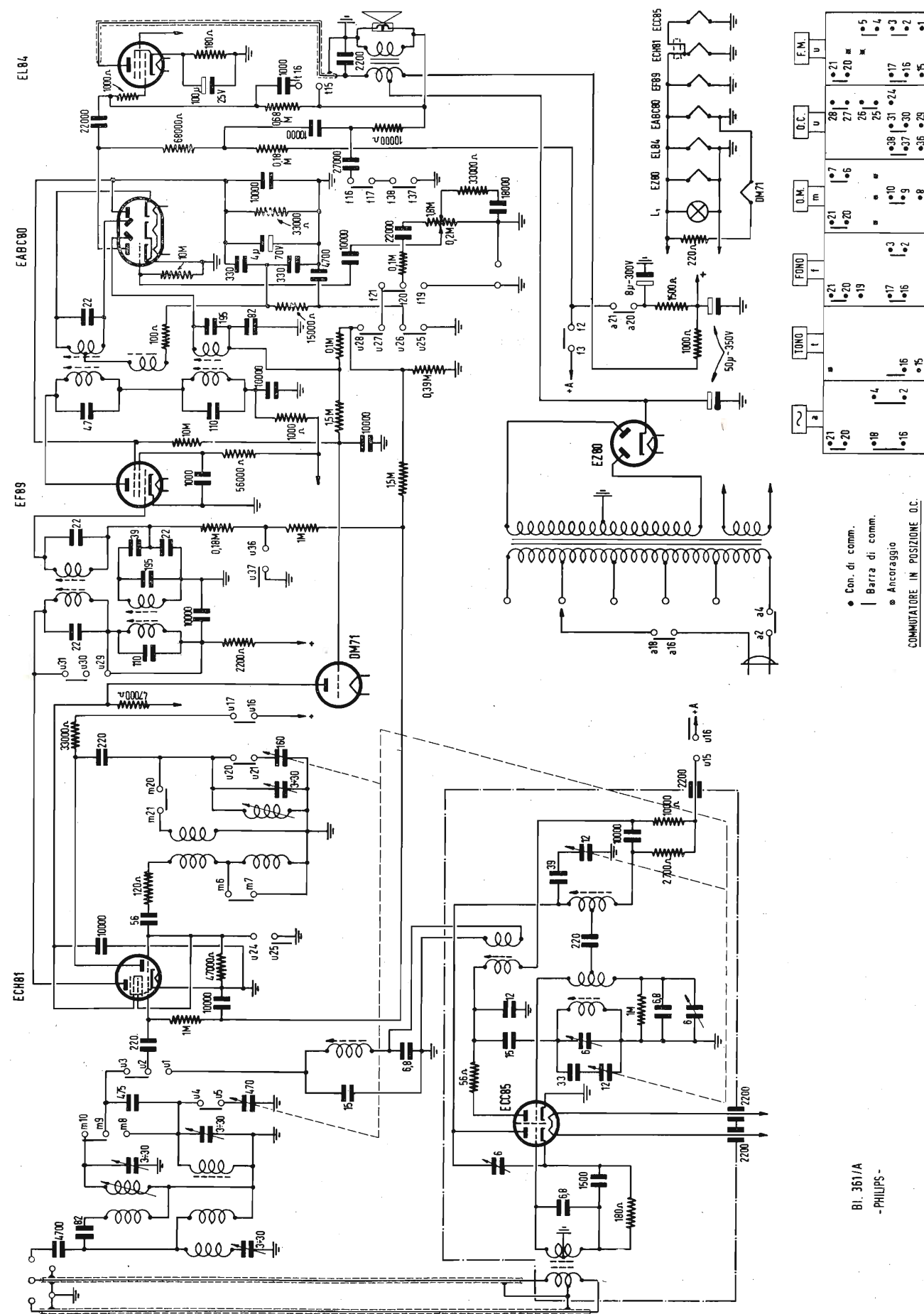
MC PROUD C. G.: *Amplifiers and superlatives.* « Audio Engineering », January 1955.

KREBERT M. V.: *The Williamson type amplifier brought up to date.* « Audio Engineering », August 1952.

HAFLER D. and KEROES H. I.: *An ultra-linear amplifier.* « Audio Engineering », November 1951.

CREMASCHI P.: *Amplificatori audio ad elevata fedeltà*, « Elettronica », n. 1, 1956.

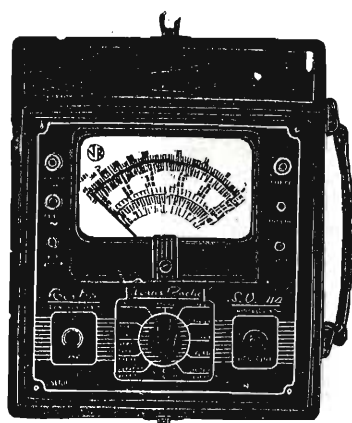
CREMASCHI P.: *Il trasformatore d'uscita nell'amplificatore audio ad elevata fedeltà*, « Elettronica », n. 1, 1957.

— F I N E —

SCHEMA ELETTRICO DEL RADIORICEVITORE AM-FM, PHILIPS, MOD. BI. 361/A

● Con. di comm.
| Barra di comm.
○ Ancoraggio
COMMUTATORE IN POSIZIONE O.C.

BI. 361/A
- PHILIPS -

VORAX RADIO - Viale Piave, 14 - Tel. 79.35.05 - MILANO

Minuterie viterie pezzi staccati per la Radio e la Televisione - Strumenti di misura

NUOVO TESTER S.O. 114 a 20.000 OHM per Volt
Massima sensibilità - Gran precisione

Strumento a bobina mobile da 50 μA
Arco della scala mm. 100 - Flangia mm. 125 x 100

CAMPI DI MISURA
- V. c. c. 10 - 50 - 250 - 1000 - 5000 V. (20.000 Ohm/V.)
- V. c. a. 10 - 50 - 250 - 1000 - 5000 V. (5.000 Ohm/V.)
- A. c. c. 100 micro A. - 10 - 100 - 500 mA.
- Ohm: 2 kOhm - 200 kOhm - 20 Mohm con alimentazione a pile.
- Fino a 400 Mohm con alimentazione esterna da 120 a 160 V. c. a.
- Decibel da —3 a +55.

Dimensioni: mm. 240 x 210 x 90
Peso netto: Kg. 1.750

Dimensioni: mm. 240 x 180 x 130
Peso netto: Kg. 4.200 circa

OSCILLATORE MODULATO S.O. 122
preciso, stabile
INDISPENSABILE PER IL RADIORIPARATORE

Modulato a 400 cicli p/s. oppure non modulato - Possibilità di prelevare una tensione a B. F. e di modulazione con tensione esterna - Manopola a demoltiplica da 1 a 6 - Scala a grande raggio - Valvole: oscillatrice-modulatrice 6SN7 più una raddrizzatrice.

GAMME D'ONDA:

A da 147	a 200 KHz	E da 1,4	a 3,5 MHz
B da 200	a 520 KHz	F da 3,5	a 9 MHz
C da 517,5	a 702 KHz	G da 7	a 18 MHz
D da 0,7	a 1,75 MHz	H da 10,5	a 27 MHz

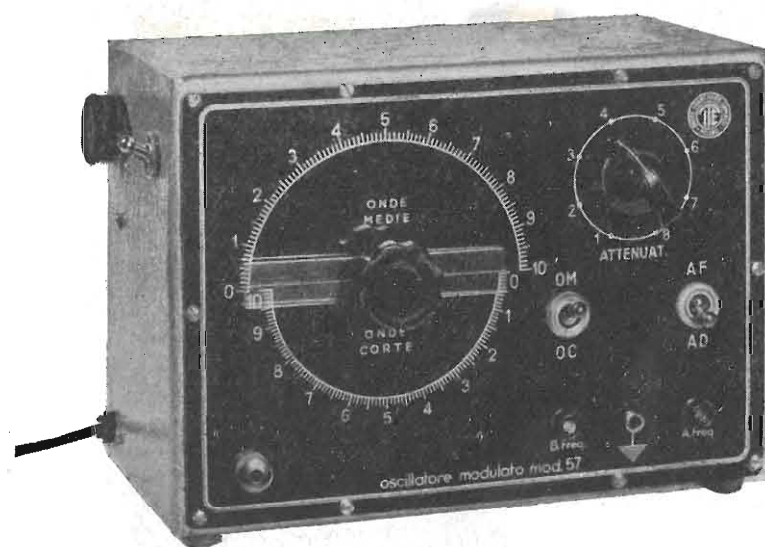
Dimensioni: mm. 240 x 180 x 130
Peso netto: Kg. 4 circa

VOLTMETRO a VALVOLA S.O. 300

Voltmetro a c. c.
(impedenza di entrata 11 Megaohm)
5 - 10 - 100 - 500 - 1000 V

Voltmetro a c. a.
(impedenza di entrata 3 Megaohm)
5 - 10 - 100 - 500 - 1000 V

Ohmetro:
da 0,2 Ohm a 1000 Megaohm in 5 portate diverse.

Lettura a centro scala: 10 - 100 - 1000 - 10.000 Ohm e 10 Megaohm.

RADIOTECNICI, DILETTANTI,
VI INTERESSA CERTAMENTE!

•

Scatola di montaggio per

L'OSCILLATORE MODULATO

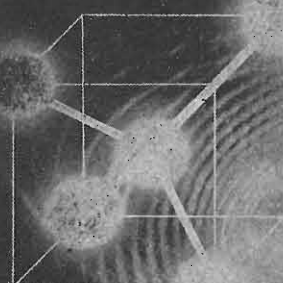
completa di valvole e di tutti i pezzi si monta in tre ore

Speciali istruzioni con metodo "PASSO-PASSO"

Caratteristiche tecniche:
- cassetta in lamiera ferro, robustissima.
- pannello in alluminio ossidato anodicamente.
- alimentazione in alternata da 110 a 220 V.
- doppio attenuatore graduale (antenna debole e antenna forte).
- uscita AF e uscita BF per prove e misure stadi finali.
- modulazione BF ottenuta con speciale oscillatore a trasformatore.
- copre interamente le gamme: media frequenza, onde medie, onde corte e cortissime.
- due valvole: una doppia (6SN7) di cui una sezione funziona per la BF e l'altra per la AF, più la raddrizzatrice (EZ40).
- misure: cm. 10,5 x 15,5 x 21,5.
- può servire anche per la taratura degli apparecchi FM.

Inviare vaglia di **L. 12.450**
Spedizione immediata franco di ogni spesa.

Si spedisce anche contro assegno (L. 300 in più) solo con anticipo di L. 1000

SCUOLA - LABORATORIO DI RADIOTECNICA
Via della Passione, 3/A - MILANO

TRIO SIMPLEX

APPARECCHI DI COMUNICAZIONE AD ALTA VOCE

Novate Milanese - MILANO - Tel. 970.861/970.802

APPARECCHIO SECONDARIO

L'apparecchio TRIO SIMPLEX consente di eseguire un impianto con un apparecchio principale (L. 25.000) e uno, due, o tre apparecchi secondari. Questi ultimi possono essere o del tipo normale, quindi con risposta automatica SO (cad. 9.000) o del tipo riservato quindi con risposta a comando SO/B (cad. L. 10.300). La chiamata da parte del secondario è effettuata alla voce. Il trio Simplex combinazione è composto di due apparecchi (1 principale e 1 secondario) e di 15 metri di cavo. - Costa **L.** 34.000

La Nova produce pure gli apparecchi TRIO K per l'esecuzione di impianti complessi e di chiamata persone. E' fornitrice della Marina da guerra Italiana.

APPARECCHIO PRINCIPALE

CHIEDETECI INFORMAZIONI - PROSPETTI - PREVENTIVI

Valvole Philips Fivre
R.C.A. Telefunken ecc.
tubi TV Dumont Philips Fivre ecc.
altoparlanti tutti i tipi
parti di rocambio radio e t.v.
strumenti di misura
troverete presso:

la Radio Argentina

che vanta 27 anni di attività; la più vecchia azienda della Capitale, via Torre Argentina, 47 - tel. 565.989

sconti massimi

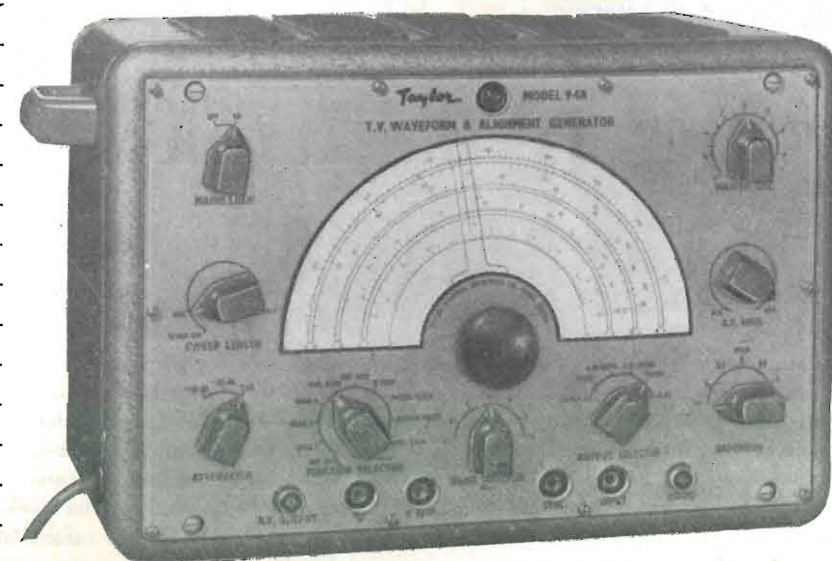
immediata spedizione della merce all'ordine

interpellateci!

Rag. FRANCESCO FANELLI

Via Cassiodoro, 3 - MILANO - Telefono 383.443

• Fili rame isolati in seta • Fili rame isolati in nylon • Fili rame smaltati oleoresinosi • Fili rame smaltati autosaldanti capillari da 004 mm a 0,20 • Cordine litz per tutte le applicazioni elettroniche

Generatore per TV con AM, FM e Sweep

MODELLO 94 B

Per tutti gli standard TV

4 Strumenti Convenzionali incorporati in uno solo

(1) Generatore di monoscopio per TV.
(2) Generatore di segnali AM con uscita variabile di BF.
(3) Generatore di segnali FM.
(4) Generatore Sweep per TV.

7 gamme di frequenze:

(1) 4 a 7 MHz
(2) 8 a 14 MHz
(3) 15 a 22 MHz
(4) 30 a 45 MHz
(5) 45 a 80 MHz
(6) 85 a 145 MHz
(7) 150 a 220 MHz

TUTTE IN FONDAMENTALE

GENERATORE DI MONOSCOPIO PER TV

Modulazione. Tutti i monoscopi sono interamente interlacciati, completi dei segnali di « blanching » di riga e di quadro, di sincronismo con impulsi equalizzatori per 625 e 525 righe. Tre graduazioni dei monoscopi permettono l'apprezzamento della risposta ai transistori alle frequenze alte, medie e basse. Impulsi di griglia per il controllo della linearità. Generatore di barre per la determinazione della definizione a 1,5; 2; 2,5; 3,5; 4 e 4,5 MHz. Barre orizzontali. Barre verticali con apprezzamento in MHz della banda passante. Quadro bianco, quadro nero e suono.

Uscita a RF. Attenuatore con tre posizioni, 0; —20 dB e —40 dB relativi a 100 mVolt.

Uscita alla f. di video. Ricavata da uno stadio a separazione catodica su 2 kΩ diretti, positiva o negativa ad un livello di 3 Volt picco-picco.

Uscita del sincronismo. Uscita addizionale del sincronismo su una R di 2 kΩ attraverso 8 μF. 10 Volt di tensione picco-picco con forma d'onda positiva comprendente gli impulsi di sincronismo di riga e di quadro, segnali per l'interlacciato (e gli impulsi equalizzatori per gli standard a 625 ed a 525 righe).

BF. Diretta da un separatore catodico su 2 kΩ. Tensione variabile di BF a 900 Hertz. Con ampiezza massima di 3 Volt picco-picco.

Caratteristiche principali dei generatori di AM, di FM e di Sweep:

Frequenza: da 4 a 220 MHz in sette sottogamme espanse. Precisione di taratura $\pm$ 1 %. **Uscita:** AM 100 mV, FM e Sweep 3 mV. **Attenuazione:** 0; —20; —40 dB. **Impedenza d'uscita:** 75 ohm asimmetrica. **Frequenza di sweep:** 50÷60 Hertz. **Modulazione di BF dell'AM e della FM:** a 900 Hertz sinusoidale. **Profondità di modulazione AM e deviazione di FM e Sweep:** controllabile.
Alimentazione: 105÷125 oppure 200÷250 Volt CA alla frequenza di 40÷100 Hertz.
Assorbimento totale: 70 Watt.
Peso: 9 kg circa.
Dimensioni: 43×23×20 cm.
Caratteristiche del mobile: custodia in ferro con verniciatura martellata grigia.

TAYLOR ELECTRICAL INSTRUMENTS LTD

Montrose Avenue, Slough, Bucks

Rappresentante esclusivo per l'Italia:

MARTANSINI s.r.l. - Via Montebello, 30 - Tel. 667.858-652.792 - Milano

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO
CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - Via Conservatorio, 24 - MILANO - Tip. TIPEZ - V.le G. da Cermenate, 56

Un modello della Serie "Bell" 5600

La serie di amplificatori ed accessori per impianti che consente riproduzioni di perfetto realismo e presenta la più completa soluzione per qualsiasi esigenza di installazione.

Pannello illuminato - robusta verniciatura marmorizzata - preamplificatore incorporato - nuovi circuiti - distorsione estremamente bassa - giradischi a 3 velocità - mobiletto metallico di linea moderna e razionale.

5625 - M3

25 watt portatile

Potenza d'uscita	25 watt con distorsione inferiore al 3%. Potenza di punta: 40 watt.
Responso frequenza	da 30 a 20.000 Hertz ∓ 2 dB.
Controllo toni	alti: 25 dB taglio a 10 kHz; 12 dB rinforzo a 10 kHz.
Guadagno	entrata Micro: 120 dB. Entrata Fono: 87 dB.
Ronzio residuo	65 dB sotto il livello d'uscita.
Entrate (4)	2 micro; 1 fono; 1 registratore.
Impedenza d'entrata	canali Micro: 2,2 MΩ (50-200 ohm con trasf. access.). Fono e Registratore: 1,7 mΩ.
Controlli (6)	2 vol. micro; 1 vol. fono; 1 tono con interr. aliment.; 1 interr. di attesa; 1 interr. motore fono.
Impedenza d'uscita	4, 8, 16 e 500 ohm; presa per uscita a 70 volt costanti.
Consumo	115 VA su rete; 24 A su 6 volt. c.c. e 12 A su 12 volt c.c.
Valvole (8)	2 - 5879; 2 - 12AX7; 2 - 6L6GB; 2 - 6AX5GT.
Dimensioni e peso	larg. cm. 43; profondità cm. 33; altezza cm. 23; peso kg. 18 circa.

Il complesso 5625-M3 è dotato di un giradischi a 3 velocità e di pick-up del tipo a cartuccia ceramica. Può funzionare con alimentazione sia da rete c.a. 220 volt (50 Hz) sia da accumulatore a 6 volt che a 12 volt. Tra i diversi accorgimenti costruttivi vi è una speciale sospensione elastica per il vibratore che riduce al minimo gli effetti d'urto ed il rumore. Viene fornito con cavo per rete c.a. e, a richiesta (Cat. N° 2272), si fornisce anche il cavo per alimentazione da accumulatore 12 volt.

BELL SOUND SYSTEMS, Inc. COLUMBUS 7, OHIO

Rappresentanza esclusiva per l'Italia.

S.r.l. LARIR MILANO - Piazza Cinque Giornate 1 - telefoni 795.762 - 795.763